

# **UNIVERSIDAD NACIONAL DE PIURA**



**Facultad de Ciencias**



**Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica y  
Telecomunicaciones**

**TESIS**

**“DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBA DE UN ALGORITMO  
PARA MEDIR VOLTAJE RMS DE UNA SEÑAL SENOIDAL”**

**Presentada por:**

**Astrix Carolina Pardo Durand**

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:  
INGENIERO ELECTRÓNICO Y TELECOMUNICACIONES**

**Línea de investigación: Informática, Electrónica y Telecomunicaciones**

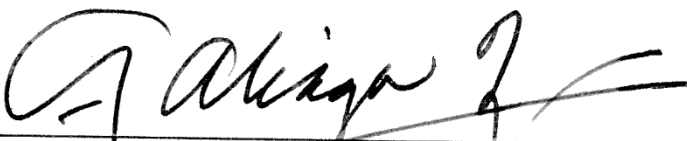
**Sublínea de investigación: Electrónica de Potencia**

**PIURA, PERÚ**

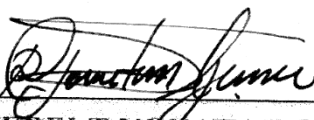
**2019**

**TESIS PRESENTADA COMO REQUISITO PARA OPTAR EL TITULO DE  
INGENIERO ELECCTRÓNICO Y TELECOMUNICACIONES**

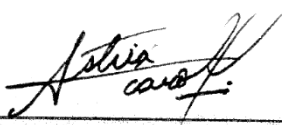
**ASESOR:**

  
\_\_\_\_\_  
**ANTENOR SEGUNDO ALIAGA ZEGARRA PH.D.**

**CO-ASESOR:**

  
\_\_\_\_\_  
**ING. ROOSEBELT YONATAN CARMEN AGUIRRE**

**TESISTA:**

  
\_\_\_\_\_  
**ASTRIX CAROLINA PARDO DURAND**

## DECLARACIÓN JURADA DE AUTENTICIDAD DE TESIS

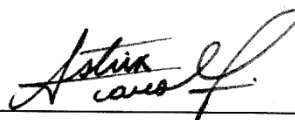
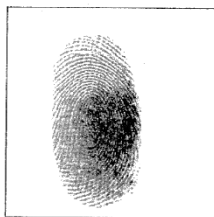
Yo, **ASTRIX CAROLINA PARDO DURAND**, identificada con DNI N° 46682762, Bachiller de la Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones de la Facultad de Ciencias de la Universidad Nacional de Piura con Domicilio en Calle Sinchi Roca #919 Campo Polo Castilla – Piura con N° de celular 985922640, correo electrónico [astrix.pardo.d@gmail.com](mailto:astrix.pardo.d@gmail.com) ante usted con el debido respeto me presento y expongo:

### DECLARO BAJO JURAMENTO:

Que la tesis que presento es auténtica e inédita, no siendo copia parcial ni total de una tesis desarrollada en el Perú o en el Extranjero, en caso contrario de resultar falsa la información que proporciono, me sujeto a los alcances de lo establecido en el Art. N°411 del código Penal concordante con el Art. 32° de la Ley N°27444, y Ley del Procedimiento Administrativo General y las Normas Legales de Protección a los Derechos de Autor.

En la fe de lo cual firmo la presente.

Piura, Marzo 2019

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Astrix carol f.', written in a cursive style.

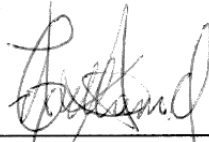
---

**ASTRIX CAROLINA PARDO DURAND**

Artículo 411.- El que, en un procedimiento administrativo, hace una falsa declaración en relación a hechos o circunstancias que le corresponde probar, violando la presunción de veracidad establecida por ley, será reprimido con pena privativa de libertad no menor de uno ni mayor de cuatro años.

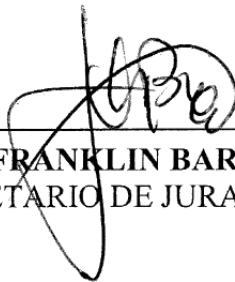
**Art. 4. Inciso 4.12 del Reglamento del Registro Nacional de trabajos de investigación para optar grados académicos y títulos profesionales -RENATI Resolución de Consejo Directivo N° 033-2016-SUNEDU/CD**

**“DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBA DE UN ALGORITMO  
PARA MEDIR VOLTAJE RMS DE UNA SEÑAL SENOIDAL”**



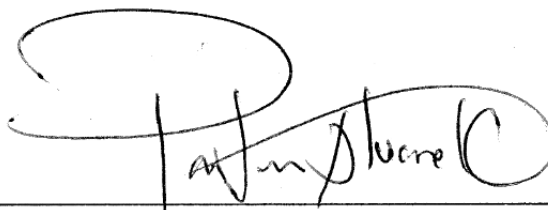
---

**Dr. CARLOS ENRIQUE ARELLANO RAMÍREZ**  
PRESIDENTE DE JURADO DE TESIS



---

**MSc. FRANKLIN BARRA ZAPATA**  
SECRETARIO DE JURADO DE TESIS



---

**Ing. MIGUEL ÁNGEL PANDURO ALVARADO**  
VOCAL DE JURADO DE TESIS



# UNIVERSIDAD NACIONAL DE PIURA FACULTAD DE CIENCIAS



"AÑO DE LA LUCHA CONTRA LA CORRUPCIÓN Y LA IMPUNIDAD"

## ACTA DE SUSTENTACIÓN 018-2019-UI-FC-UNP

Los Miembros del Jurado Calificador que suscriben, reunidos para evaluar la Tesis denominada "DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBA DE UN ALGORITMO PARA MEDIR VOLTAJE RMS DE UNA SEÑAL SENOIDAL", presentado por la Señorita Bachiller **ASTRIX CAROLINA PARDO DURAND**, con el asesoramiento del **Dr. Antenor Segundo Aliaga Zegarra**; oídas las observaciones y respuestas a las preguntas formuladas, y de conformidad al Reglamento de Tesis para obtener el Título Profesional en la Facultad de Ciencias, lo declaran:

APROBADA (X)

DESAPROBADA ( )

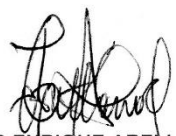
Con la mención de:

MUY BUENO

☒ En consecuencia, queda en condición de ser ratificado por el Consejo de Facultad de Ciencias de la Universidad Nacional de Piura, y recibir el **TÍTULO PROFESIONAL DE INGENIERO ELECTRÓNICO Y TELECOMUNICACIONES**.

☒ En consecuencia, queda en condición de ser ratificado por el Consejo Universitario de la Universidad Nacional de Piura, y recibir el **TÍTULO PROFESIONAL DE INGENIERO ELECTRÓNICO Y TELECOMUNICACIONES**, después que el sustentante incorpore la sugerencia del Jurado Calificador.

Piura, 11 de marzo de 2019.

  
Dr. CARLOS ENRIQUE ARELLANO RAMÍREZ  
PRESIDENTE DE JURADO DE TESIS

  
MSc. FRANKLIN BARRA ZAPATA  
SECRETARIO DE JURADO DE TESIS

  
Ing. MIGUEL ÁNGEL PANDURO ALVARADO  
VOCAL DE JURADO DE TESIS



Campus Universitario - Urb. Miraflores S/N. Castilla  
PIURA - PERU

## **DEDICATORIA**

Esta tesis está dedicada con mucho cariño a mi madre Miriam Mercedes Durand Olaya y mi padre Julio César Pardo Miranda, por la educación brindada, por enseñarme con el ejemplo, gracias a su apoyo incondicional, siempre guiándome y aconsejándome en cada etapa de mi desarrollo personal y profesional.

A mi hermana Freysi Dhayana Pardo Durand, quien ejemplarmente me impulsa a seguir adelante, además siempre está presente en los buenos y malos momentos, compartiendo y celebrando cada uno de mis logros.

## **AGRADECIMIENTO**

Este trabajo de tesis es el resultado de la enseñanza y constancia empleadas en ella. Agradecer al asesor Antenor Segundo Aliaga Zegarra por brindarme los conocimientos necesarios, las pautas y tiempo para la realización de este proyecto de tesis.

Al co-asesor Roosevelt Yonatan Carmen Aguirre, por la paciencia, enseñanzas y consejos brindados.

Agradecer también a los amigos, maestros, familiares y a cada persona que estuvo presente y aportaron mucho durante la etapa universitaria.

Y finalmente, pero no menos importante a Dios, por su guía, porque pude salir airoso de cada dificultad presentada, porque siempre está presente en cada paso que doy, en cada situación buena o mala, y en cada proyecto que emprendo.

# ÍNDICE GENERAL

I.	ASPECTOS DE LA PROBLEMÁTICA .....	1
1.1.	Descripción de la realidad problemática.....	1
1.1.1.	Definición del Problema.....	2
1.1.2.	Formulación del problema de investigación.....	2
1.1.2.1.	Problema General.....	2
1.1.2.2.	Problemas Específicos.....	2
1.2.	Justificación e importancia de la Investigación .....	3
1.2.1.	Justificación de la Investigación.....	3
1.2.2.	Importancia de la Investigación.....	3
1.3.	Objetivos.....	4
1.3.1.	Objetivo General.....	4
1.3.2.	Objetivos Específicos .....	4
II.	MARCO TEÓRICO .....	5
2.1.	Antecedentes de la investigación.....	5
2.2.	Bases Teóricas .....	8
2.2.1.	Corriente Alterna (AC) Sinusoidal.....	8
2.2.1.1.	Definición Matemática.....	8
2.2.1.2.	Parámetros de la AC Sinusoidal.....	10
2.2.1.3.	Valores característicos de AC .....	12
2.2.2.	Procesamiento Digital de Señales.....	14
2.2.3.	Acondicionamiento de Señales.....	18
2.2.3.1.	Amplificador Operacional (OPAMP) .....	18
2.2.3.2.	Divisor de Voltaje .....	20
2.2.3.3.	Circuito Buffer o Seguidor de Voltaje .....	21
2.2.3.4.	Amplificador Diferencial .....	21
2.2.3.5.	Filtro de Sallen – Key.....	22
2.2.4.	Filtrado de Señales .....	25
2.2.4.1.	Filtrado Analógico.....	25
2.2.4.2.	Filtrado Digital .....	26



2.2.5.	Funciones de Walsh.....	27
2.2.5.1.	Filtros SAL y CAL.....	28
2.3.	Glosario de Términos básicos.....	33
2.4.	Hipótesis .....	34
III.	MARCO METODOLÓGICO .....	35
3.1.	Enfoque y diseño .....	35
3.1.1.	Enfoque.....	35
3.1.2.	Diseño.....	35
3.2.	Métodos y procedimientos.....	35
3.3.	Técnicas e Instrumentos.....	36
3.4.	Aspectos Éticos.....	37
IV.	DESARROLLO DEL SISTEMA.....	38
4.1.	Descripción del Hardware.....	38
4.1.1.	Selección de Dispositivos.....	38
4.1.1.1.	Reductor de 220 VAC a 12VAC.....	38
4.1.1.2.	Amplificador operacional LM 324.....	39
4.1.1.3.	Microcontrolador PIC-12f1840.....	40
4.1.1.4.	PICkit2 .....	40
4.1.2.	Diseño del Hardware .....	42
4.1.2.1.	Etapas de Reducción .....	42
a)	Caso Ideal .....	42
b)	Caso Experimental.....	43
4.1.2.2.	Divisor de Voltaje .....	44
4.1.2.3.	Análisis del Buffer .....	47
4.1.2.4.	Análisis del Filtro Sallen - Key .....	49
4.1.2.5.	Análisis del Offset.....	52
4.1.2.6.	Circuito para generar los 2.5VDC.....	55
4.1.3.	Diseño del Software .....	56
4.1.3.1.	Frecuencia y Tiempo de muestreo .....	56
4.1.3.2.	El TIMER1 .....	57

4.1.3.3.	Resolución del ADC.....	58
4.1.3.4.	Velocidad del puerto serial.....	58
4.1.3.5.	Configuración de pines del microcontrolador .....	59
4.1.3.6.	Determinación de las Variables.....	60
V.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN .....	61
5.1.	Resultados .....	61
5.1.1.	Impresión de frame durante la simulación .....	64
5.1.2.	Impresión del frame cada 1s.....	65
5.2.	Discusión de Resultados .....	66
5.2.1.	Efecto de Reducir el rango del ADC .....	67
	CONCLUSIONES.....	70
	RECOMENDACIONES .....	71
	REFERENCIAS .....	72
	ANEXOS .....	74

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 5.1: Prueba 1 - Lectura de voltajes y ganancias del Acondicionamiento.....	63
Tabla 5.2: Prueba 2 - Lectura de voltajes y ganancias del Acondicionamiento.....	63
Tabla 5.3: Comparación entre voltajes y ganancias del Sistema.....	64

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Representación de una onda senoidal .....	8
Figura 2.2. Función armónica generada por un vector rotatorio (fasor).....	10
Figura 2.3. Variación de la Amplitud .....	11
Figura 2.4. Variación de la Frecuencia angular .....	11
Figura 2.5. Variación de Fase .....	12
Figura 2.6. Valores característicos de AC .....	13
Figura 2.7. Diagrama de bloques de un sistema PDS.....	15
Figura 2.8. Partes básicas del ADC .....	17
Figura 2.9. Amplificador Operacional Ideal.....	19
Figura 2.10. Circuito electrónico de Divisor de tensión.....	20
Figura 2.11. Seguidor de Voltaje.....	21
Figura 2.12. Amplificador Diferencial .....	22
Figura 2.13. Filtro Sallen-Key.....	23
Figura 2.14. Representación de las Funciones de Walsh .....	27
Figura 2.15. Diagrama del Filtro Digital SAL y CAL.....	28
Figura 2.16. Señal Senoidal puntualizando (k, k+1, k+2, k+3).....	30
Figura 4.1. Diagrama de Bloques de la tarjeta .....	38
Figura 4.2. Transformador de 220VAC a 12VAC .....	39
Figura 4.3. Pines de Configuración LM 324 .....	39
Figura 4.4. Pines de Configuración PIC-12f1840 .....	40
Figura 4.5. Programador PICKit 2 .....	41
Figura 4.6. Pines de Configuración – Modo Programador y UART .....	41
Figura 4.7. Simulación del circuito Reductor.....	44
Figura 4.8. Divisor de tensión implementado .....	46

Figura 4.9. Buffer o Seguidor de Voltaje .....	47
Figura 4.10. Filtro Sallen-Key .....	49
Figura 4.11. Respuesta en Frecuencia del Filtro .....	51
Figura 4.12. Circuito Offset.....	52
Figura 4.13. Señal obtenida en AC.....	54
Figura 4.14. Señal de salida en DC del offset .....	55
Figura 4.15. Señal de continua de 2.5v.....	56
Figura 4.16. Frecuencia y tiempo de muestreo de la señal.....	57
Figura 5.1. Etapa de Acondicionamiento de la Señal.....	61
Figura 5.2. Simulación en Proteus-Señales de salida del Buffer y el Filtro .....	61
Figura 5.3. Simulación en Proteus-Salida del Offset y señal de reloj .....	62
Figura 5.4. Simulación en Proteus-Virtual Terminal .....	64
Figura 5.5. Variables de salida del sistema-UART PICkit2.....	65
Figura 5.6. Diagrama de Bloques .....	67
Figura 5.7. Resoluciones Full escala .....	68
Figura 5.8. Resolución de la medida del sistema .....	69
Figura 5.9. Relación de las Resoluciones de la medida del sistema.....	69

## **ÍNDICE DE ANEXOS**

- ANEXO 1: Variación de Amplitud, Frecuencia y Fase de AC
- ANEXO 2: Simplificación de SAL y CAL mediante MATLAB
- ANEXO 3: Diseño de Circuitería y Tarjeta Impresa
- ANEXO 4: Diagrama de Flujo
- ANEXO 5: DATASHEET OPAMP LM324
- ANEXO 6: DATASHEET PIC 12f1840
- ANEXO 7: Instrumentos Utilizados
- ANEXO 8: Programación en PICc Compiler

## **RESUMEN**

En este proyecto se diseñó e implementó un sistema para medir Voltaje RMS de una señal sinusoidal, basado en los filtros digitales SAL y CAL. De esta manera se diseñaron 2 etapas. En la primera, se diseñó un bloque de acondicionamiento de la señal, capaz de brindar una señal libre de ruido y con las características requeridas por el conversor analógico digital. Esta etapa está conformada por un reductor de voltaje, un divisor de voltaje, un circuito buffer, un filtro pasa bajas de segundo orden y un circuito offset. La última etapa está conformada por un microcontrolador para la conversión Analógica Digital e implementación de los filtros SAL y CAL.

Estos filtros acompañados de un correcto diseño electrónico, brindan resultados con buena precisión al evaluar variables eléctricas de AC, esto es debido a que convierten la parte irracional de la señal en asignaciones de signos, las cuales acompañan los valores de las muestras tomadas, haciendo mucho más sencillo el cálculo de éstos.

Teniendo calculado el valor del voltaje de salida, se enviaron los datos desde la tarjeta impresa del sistema diseñado hacia la PC, mediante comunicación serie. Para finalmente ser mostrados en ella. Este trabajo está orientado al análisis de la precisión del algoritmo, así como a la aplicación de filtros digitales y el Procesamiento Digital de Señales.

Palabras Clave: Voltaje RMS, Acondicionamiento de señales, Procesamiento digital de señales, Filtros SAL y CAL.

## **ABSTRACT**

In this project, a system was designed and implemented to measure the RMS voltage of a sinusoidal signal, based on the digital filters SAL and CAL. In this way, 2 stages were designed. In the first, a signal conditioning block was designed to provide a noise-free signal and with the characteristics required by the digital analog converter. This stage consists of a voltage reducer, a voltage divider, a buffer circuit, a second order low pass filter and an offset circuit. The last stage is conformed by a microcontroller for the conversion Analog-Digital, and implementation of the SAL and CAL filters.

These filters accompanied by a correct electronic design, provide results with good accuracy when evaluating electrical AC variables, this is because they convert the irrational part of the signal into sign assignments, which accompany the values of the samples taken, doing much easier calculation of these.

Having calculated the value of the output voltage, the data was sent from the printed card of the designed system to the PC, through serial communication. To finally be shown in it. This work is aimed at analyzing the accuracy of the algorithm, as well as the application of digital filters and Processing Digital Signal.

Key words: RMS voltage, signal conditioning, digital signal processing, SAL and CAL filters.



## INTRODUCCIÓN

En la actualidad, existen diversos instrumentos de medición de voltaje, los cuales varían en precisión entre una y otra marca, dependiendo del algoritmo y procesador que se esté utilizando; de esa manera, su precio se incrementa a medida que poseen mayor exactitud respecto al valor de la variable medida.

El principio de estudio de la medición del voltaje, en nuestro caso eficaz, se basa en la búsqueda e implementación de filtros; sin embargo, existen diferentes tipos de filtros que son utilizados en la industria para este tipo de funciones, como son los de Fourier y Walsh.

En este trabajo se diseñó un sistema capaz de medir voltaje RMS, mediante la implementación del software, hardware y la posterior presentación de resultados en el computador. De esta forma, se halló una manera efectiva de medir el valor RMS de la señal alterna. Además, que se facilitó la comprensión del diseño de una etapa de acondicionamiento de señales y el posterior procesamiento aplicando los filtros digitales SAL y CAL.

La tesis presenta 5 capítulos, en el primer capítulo se analizaron los aspectos de la problemática de este tema de investigación, considerando la descripción del problema, los objetivos, la justificación e importancia. El segundo capítulo corresponde al Marco Teórico, en el cual se hace mención a los antecedentes y a la teoría referente a este tema. En el tercer capítulo se muestra la metodología desarrollada durante la investigación. En el cuarto capítulo se presenta el análisis y desarrollado de este sistema. En el quinto, los resultados y la discusión respectiva. Y finalmente se brindan las conclusiones y algunas recomendaciones para futuras pruebas o implementaciones. No obstante, se facilitan algunos anexos necesarios para complementar el diseño e implementación del algoritmo para obtener el valor RMS del Voltaje de una señal sinusoidal.

# **I. ASPECTOS DE LA PROBLEMÁTICA**

## **1.1. Descripción de la realidad problemática**

La tensión eficaz o valor eficaz de la tensión es el valor medido por la mayoría de los voltímetros de corriente alterna. Equivale a una tensión constante que, aplicada sobre una resistencia eléctrica, consume la misma potencia eléctrica en un período, transformando la energía eléctrica en energía térmica por efecto Joule.

En la actualidad, los valores de voltaje medidos por los instrumentos varían en precisión según el modelo y diseñador; de esa manera, mientras mayor sea su precio, mayor será la exactitud de la variable medida. Por ese motivo se desea analizar cómo podríamos implementar un sistema que permita obtener el Valor RMS mediante la aplicación de filtros digitales y el Procesamiento Digital de Señales. Esto se concentra en el análisis y procesamiento de señales, las cuales para nuestro caso será el voltaje RMS de la señal AC.

Si bien, las señales de AC a tratar son del tipo analógico, que trabajan tanto en el semiciclo positivo y negativo a una frecuencia de 60 Hz. De esa manera se debe realizar una etapa inicial de acondicionamiento, la cual brinde como señal de salida un voltaje reducido y con las características necesarias para que pueda ser procesado por un microcontrolador en particular. En esta parte, debe disponerse de un conversor analógico digital y definir el procesamiento digital de señales a realizar.

Básicamente en el procesamiento de señales se suele utilizar la transformada de Fourier, la cual convierte la señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Sin embargo, se indican trabajos de investigación, en los cuales consta el desarrollo de otros tipos de filtros para funciones de protección digital, como son los de Walsh y que estos pueden ser implementados a partir de los de Fourier.

### **1.1.1. Definición del Problema**

El problema se centra en el uso de las Funciones de Walsh SAL y CAL en conjunto con las tecnologías existentes para realizar el diseño e implementación de un algoritmo y así obtener el valor RMS del Voltaje a partir de señales sinusoidales.

### **1.1.2. Formulación del problema de investigación**

#### **1.1.2.1. Problema General**

¿Cuál es el procedimiento y proceso que debe utilizarse para diseñar e implementar un sistema que permita medir voltaje RMS de una señal senoidal con el uso de filtros digitales?

#### **1.1.2.2. Problemas Específicos**

1. ¿Se podrá diseñar el Hardware necesario para implementar una etapa de acondicionamiento de la señal de AC?
2. ¿Se podrá diseñar un Software para el procesamiento del algoritmo basado en las Funciones de Walsh SAL y CAL?
3. ¿Se puede analizar el circuito establecido para el sistema y determinar la precisión del algoritmo?
4. ¿Será posible validar el modelo implementado para la medición del voltaje RMS de una señal sinusoidal?

## **1.2. Justificación e importancia de la Investigación**

### **1.2.1. Justificación de la Investigación**

El principio de estudio de la señal alterna se basa en la búsqueda de filtros capaces de tomar una señal y convertirla a valores discretos, generando así un espacio de almacenamiento mínimo para poder guardarla en microprocesadores, cuantificarla y procesarla para un fin específico necesario.

Sin embargo, existen diferentes tipos de filtros que son utilizados en la industria para funciones de protección como Fourier, Walsh y los recursivos de Fourier.

Básicamente una de las razones que motiva el desarrollo de este proyecto de investigación, es poder hallar una manera efectiva de medir el valor RMS de la señal alterna disminuyendo el ruido, lo cual facilitaría la comprensión del diseño y funcionamiento de un multímetro digital; además de poder ser aplicado en la protección y estimación de parámetros de señales.

### **1.2.2. Importancia de la Investigación**

El presente trabajo de investigación contribuirá con el aporte práctico-teórico del diseño de un sistema capaz de medir voltaje RMS de una señal sinusoidal, diseñar e implementar hardware y software necesarios para la implementación de un algoritmo basado en las funciones de Walsh SAL y CAL y posterior presentación de resultados en el computador.

Hasta la actualidad no existe referencia de que se haya realizado una tarjeta para el desarrollo de este sistema mediante la implementación de estos filtros.

### **1.3. Objetivos**

#### **1.3.1. Objetivo General**

Diseñar e implementar un algoritmo para medir Voltaje RMS basado en filtros digitales.

#### **1.3.2. Objetivos Específicos**

1. Diseñar el Hardware necesario para implementar una etapa de acondicionamiento de la señal.
2. Diseñar el Software para el procesamiento del algoritmo basado en las Funciones de Walsh SAL y CAL.
3. Analizar la precisión del algoritmo.
4. Validar el modelo implementado.

## II. MARCO TEÓRICO

### 2.1. Antecedentes de la investigación

Edward John DELP III (1975) en su Tesis de Maestría “SPECTRAL ANALYSIS AND SYNTHESIS USING WALSH FUNCTIONS” en la Universidad de Cincinnati, planteó como objetivo describir la utilidad de las funciones de walsh para el análisis y síntesis espectral. Para la metodología de la síntesis de la forma de onda, se realizó un generador de función de Walsh, así también el análisis del filtro pasa bajas de secuencia simple. Obteniéndose de esa manera, una subrutina de transformada rápida de Fourier modificada para calcular la transformada rápida de Walsh. Se analizó la relación entrada-salida de un sistema simple de datos de muestra y se obtuvieron resultados idénticos utilizando la función de transferencia del sistema. El autor recomienda realizar el desarrollo de una subrutina de transformación walsh rápida bidimensional e investigación de temas relacionados con el procesamiento de imágenes utilizando esta subrutina para investigaciones futuras y por último la aplicación de filtros en el área de comunicaciones. De esta tesis se tomó como aporte la metodología utilizada para calcular las funciones de Walsh a partir de la transformada de Fourier.

Antenor Segundo Aliaga Zegarra (1979) en su Tesis de Maestría “MICROPROCESSOR BASED TIME-OVERCURRENT RELAY: DEVELOPMENT SIMULATION, DESIGN AND TESTING” en la Universidad de Ohio, U.S.A., planteó como problema de investigación la existencia de fallas presentes en los relés de sobrecorriente. Su objetivo fue implementar y probar un relé de parámetros de tiempo mejorado. Para este proyecto se aplicó técnicas de procesamiento de señal digital y tecnología de microprocesador a los relés de sobrecorriente, en un esfuerzo por proporcionar un rendimiento mejorado sobre los relés analógicos, electromecánicos y estáticos existentes. Para el diseño del hardware se utilizó un esquema analógico-digital seguido de un microprocesador que procesa muestras de la cantidad de entrada de acuerdo con los principios y algoritmos en ella. Se obtuvo como resultado relés adecuados para todas las aplicaciones de sobrecorriente de tiempo y también para cualquier función de parámetro de tiempo.

Los logros obtenidos durante la realización de esta tesis fueron los siguientes:

Las características de tiempo-corriente que pueden especificarse completamente por las constantes almacenadas en la memoria real única (ROM). Características de

tiempo-corriente que pueden adaptarse a prácticamente cualquier característica de relé de sobrecorriente de tiempo existente, sin modificaciones de hardware.

Las características dinámicas que están determinadas por el programa almacenado y las constantes asociadas. Estas características incluyen dinámicas de reinicio así como también dinámicas operativas.

La precisión del diseño, supera la precisión de los relés existentes.

Reducir la sensibilidad transitoria proporcionada por el filtrado digital.

La capacidad para proporcionar una función de medición, así como una función de protección.

La integración digital de la calidad de entrada no proporciona esencialmente ningún límite al período de integración, lo que permite la aplicación de protección térmica mediante la emulación de equipos con grandes constantes de tiempo térmicas. El relé consta de un subsistema de conversión de analógico a digital de 12 bits y un microprocesador de ocho bits (M6800) y hardware asociado. Se presentan nuevos algoritmos para las características de funcionamiento y restablecimiento del relé. El programa completo ocupa menos de 1 K byte de memoria y es lo suficientemente rápido como para permitir la protección simultánea de hasta cuatro entradas independientes.

El algoritmo de relé fundamental proporciona una verdadera característica inversa que se modifica mediante una técnica de tabla de consulta para que coincida con cualquier característica deseada.

En resumen las ventajas que se obtuvieron fueron protección de fase múltiple; alta precisión, especialmente para tiempos de operación prolongados y la implementación de la medición de los parámetros de entrada. Las características precisas de larga duración y las características de reinicio seleccionables, sugieren que este relé es especialmente aplicable a la protección de circuitos, contra el sobrecalentamiento. Esta tesis brinda el análisis del algoritmo como aporte para este proyecto de tesis.

Ismael Díaz Verduzco (1994) en su tesis de Maestría “ESTUDIO COMPARATIVO DE ALGORITMOS DE FILTRADO DIGITAL PARA PROTECCIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN”, en la Universidad Autónoma de Nuevo León, este trabajo está

orientado al desarrollo de algoritmos para la protección digital de distancia de líneas de transmisión, cuyos objetivos son evaluar comparativamente los algoritmos del filtrado digital basados en la transformada de Fourier y la transformada de Walsh, desarrollar métodos de evaluación de algoritmos que reproduzcan las señales que pueden representarse en condiciones reales al futuro revelador de distancia. Además de desarrollar programas de simulación digital apropiados para la evaluación de algoritmos de filtrado digital aplicables en el ámbito de protección. A partir de los métodos desarrollados en la tesis, se establecieron bases de comparación entre el grupo reducido de algoritmos digitales como son los de Walsh y los de Fourier, de esa manera, el filtrado digital de señales para protección de distancia debe retener la componente fundamental y rechazar las componentes restantes. Los filtros digitales FIR son utilizados en relevadores gracias a sus ventajas respecto a los IIR. Los filtros coseno y CAL son los mejores en el rechazo a la componente aperiódica exponencial, mientras que el Seno y el SAL rechazan mejor las componentes oscilatorias de alta frecuencia.

Las aportaciones brindadas por el autor son las siguientes:

Se propone un método para evaluar el comportamiento transitorio de los filtros digitales en un intervalo amplio de frecuencias, cuyos resultados se representan en gráficos error-frecuencia. Los métodos tradicionales solamente permiten estudiar el comportamiento de los filtros ante señales con un espectro de frecuencia dado, lo que obliga a hacer un gran número de simulaciones existiendo el riesgo de que no se prevean condiciones de falla que pueden representarse en la operación real.

Se propone un nuevo tipo de filtrado digital, el filtrado combinado (Seno-Coseno y CAL-SAL), que resulta superior a los filtros convencionales de Fourier y de Walsh en los casos en que la corriente presenta contaminación aperiódica exponencial y el voltaje tiene componentes oscilatorias amortiguadas de alta frecuencia.

Se dispone de un conjunto de programas que permiten simular los distintos algoritmos de filtrado y el relevador básico de distancia para fines de estudio y evaluación comparativa.

Entre las recomendaciones del autor se debe realizar un estudio del efecto del filtrado analógico antialiasing sobre las respuestas de estado estable y de estado transitorio y el análisis espectral de fallas reales. De esta tesis rescatamos el estudio comparativo de los filtros digitales realizado, tomando como punto de aplicación los filtros del tipo FIR.



## 2.2. Bases Teóricas

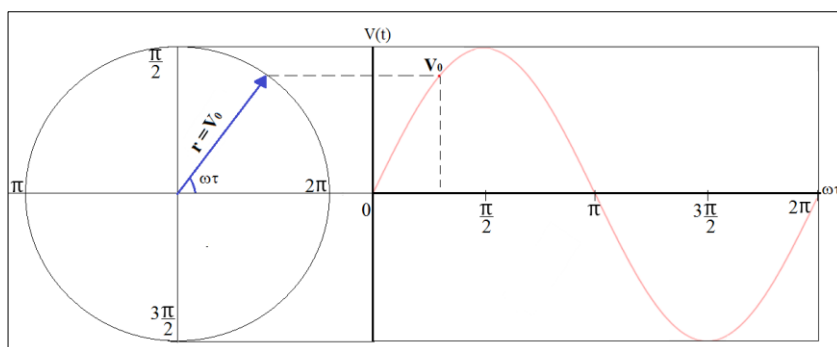
### 2.2.1. Corriente Alterna (AC) Sinusoidal

Santamaría y Castejón (2009) definen en su libro, la corriente alterna de la siguiente manera:

Es un flujo de electrones cuya dirección se invierte periódicamente, de forma que el valor medio a lo largo de un periodo es cero. La expresión matemática es la función seno o coseno y se utiliza en los sistemas de potencia (p.124).

#### 2.2.1.1. Definición Matemática

La onda senoidal de la AC tiene una expresión matemática que corresponde a la función seno,  $y = \sin(\omega t)$  y su gráfica corresponde a la proyección sobre el eje “y” de un vector giratorio que recorre una circunferencia de radio (r) con un movimiento circular uniforme de la velocidad angular  $\omega$  (Santamaría y Castejón, p.126). La descripción realizada se muestra en la Figura 2.1.



**Figura 2.1. Representación de una onda senoidal**

*Elaborado con información de Santamaría y Castejón (2009)*

De la Figura 2.1, una señal senoidal se puede expresar matemáticamente según sus parámetros característicos, como una función del tiempo por medio de la Ecuación 2.1.

$$v(t) = V_0 \sin(\omega t + \theta) \quad (2.1)$$

Dónde:

$v(t)$ : Es el valor instantaneo de la tensión,  
es decir el valor en un instante "t"

$V_0$ : Es la Amplitud en voltios (ó valor pico)

$\omega$ : Pulsación en  $\frac{\text{radianes}}{\text{segundo}}$ ; frecuencia angular

$t$ : Es el tiempo expresado en segundos

$\theta$ : Es el ángulo de fase inicial en radianes  $t = 0$ .

Si el valor de la frecuencia angular es

$$\omega = 2\pi f \quad (2.2)$$

Dónde:

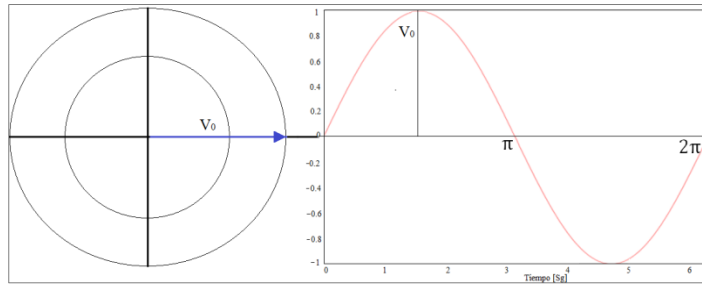
$f$ : Es el valor de la frecuencia de la señal

Por lo tanto, la Ecuación 2.1 se puede expresar como sigue

$$v(t) = V_0 \sin(2\pi ft + \theta) \quad (2.3)$$

El ángulo  $(2\pi ft + \theta)$  que forma el vector rotatorio con el eje "x" se denomina fase del movimiento. El ángulo  $\theta$  que forma en el instante  $t = 0$ , se denomina fase inicial.

En la Figura 2.2 se muestra el vector rotatorio (Fasor) en su movimiento durante un intervalo  $[0, T]$ , para  $\theta = 0$ . Dónde T es el período del movimiento circular o punto en que tarda en recorrer la circunferencia, además de ser el mismo que el del movimiento armónico correspondiente.



**Figura 2.2. Función armónica generada por un vector rotatorio (fasor)**

*Elaborado con información de Elias (s.f.)*

La Ecuación 2.1 se representa en su forma exponencial compleja por:

$$v(t) = \text{Re}\{V_0 \cdot e^{j(\omega t + \theta)}\} \quad (2.4)$$

El fasor que corresponde a la Ecuación 2.4 es:

$$\vec{V} = |V_0| \cdot e^{j\theta} \quad (2.5)$$

Con  $\vec{V} = |V_0|$  y ángulo de fase =  $\theta$

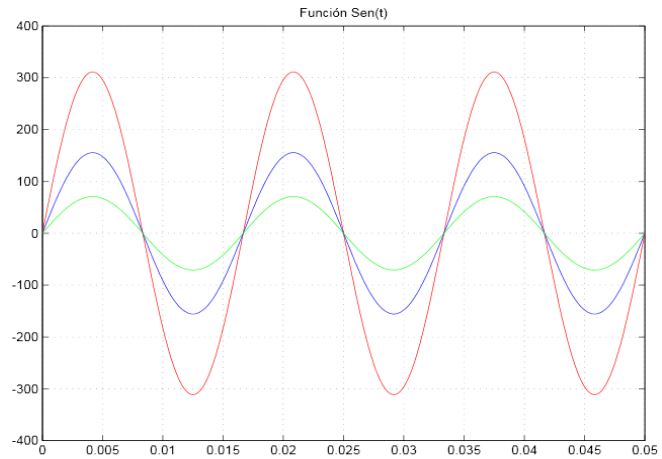
### 2.2.1.2. Parámetros de la AC Sinusoidal

“Los parámetros que caracterizan la señal de C.A. son: la amplitud, la frecuencia angular y la fase inicial” (Elias, s.f., ps. 9-10).

Las siguientes Gráficas diseñadas en el software Matlab, muestran la influencia de la variación de los mismos.

#### a) Variación de la Amplitud

La Figura 2.3 muestra la variación de la Amplitud de la función Seno para una señal inicial de 220v de amplitud, 60Hz de frecuencia, para la cual se obtuvo la señal de color rojo. La de color azul representa a  $\frac{1}{2}$  de la amplitud de la señal original, y la verde representa a  $\frac{1}{2}$  de amplitud de la azul.

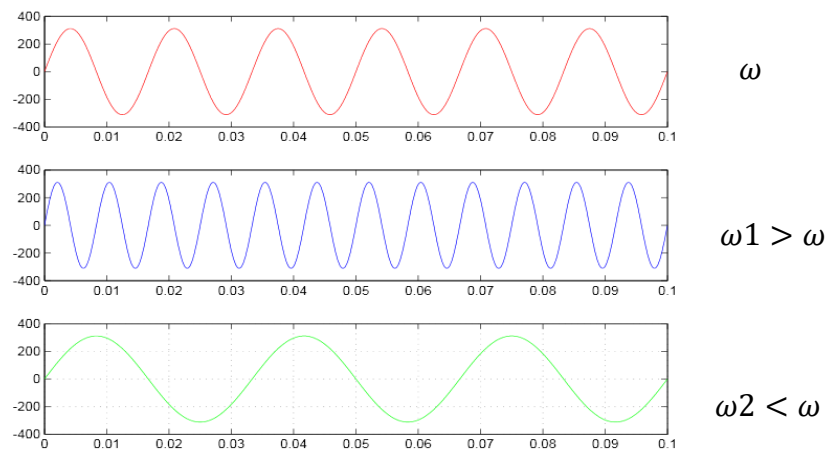


**Figura 2.3. Variación de la Amplitud**

*Elaborado con información de Elias (s.f.)*

#### b) Variación de la Frecuencia

Del mismo modo, la Figura 2.4 muestra la variación de la frecuencia para una velocidad angular “ $\omega$ ”, representada mediante la señal de color rojo. La azul representa 2 veces la velocidad angular, y la gráfica verde,  $\frac{1}{2}$  de la misma.

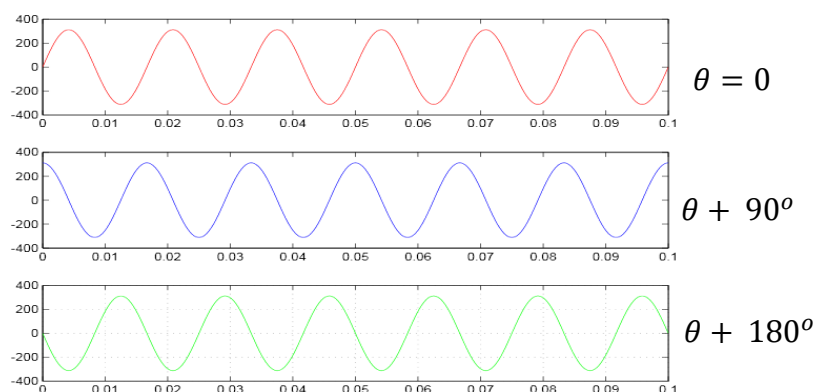


**Figura 2.4. Variación de la Frecuencia angular**

*Elaborado con información de Elias (s.f.)*

### c) Variación de la Fase

La Figura 2.5, muestra la variación de la Fase de la señal senoidal. La señal de color rojo representa a una señal de ángulo de fase igual a cero, la señal azul representa un incremento de 90 grados en su fase, y la señal verde que representa un incremento de 180 grados.



**Figura 2.5. Variación de Fase**

*Elaborado con información de Elias (s.f.)*

La programación en Matlab correspondiente a estos 3 parámetros se muestra en el ANEXO 1.

#### 2.2.1.3. Valores característicos de AC

Santamaría, (2009) define los valores característicos de una onda senoidal de intensidad que son generalizables a ondas de fuerza electromagnética, tensión o potencia (ps. 127-128). Los cuales se indican a continuación:

##### a) Valor instantáneo ( $v$ )

Se denomina valor instantáneo al valor que toma la onda en un instante “t” determinado.

##### b) Valor máximo ( $V_{m\acute{a}x}$ ó $V_{pico}$ )

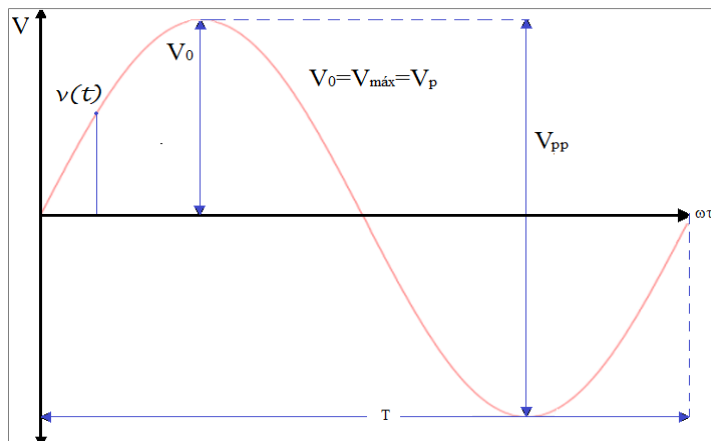
Es el valor máximo que toma una onda, también llamado valor pico o elongación máxima de una onda.

Es el valor máximo, de signo positivo (+), que toma la oscilación sinusoidal del espectro electromagnético, cada medio ciclo, a partir del punto 0.

**d) Valor pico a pico ( $V_{pp}$ )**

Es la diferencia entre su pico o máximo positivo y su pico negativo. Por lo tanto es 2 veces el valor máximo  $V_{m\acute{a}x}$ .

La Figura 2.6 muestra los valores característicos de AC correspondientes al Voltaje instantáneo, el voltaje máximo o  $V_{pico}$  y  $V_{pico-pico}$  previamente descritos:



**Figura 2.6. Valores característicos de AC**

*Fuente: Elaboración Propia*

**e) Valor medio ( $V_{med}$ )**

Es la media algebraica de todos los valores instantáneos de la señal medidos en un intervalo de tiempo. Para la señal de AC el valor medio durante un periodo es nulo: los valores positivos se compensan con los negativos. Por lo tanto:

$$V_{med} = 0$$

**f) Valor eficaz (V)**

Es la raíz cuadrada de la media de los cuadrados de los valores instantáneos alcanzados durante un período. Se representa por la letra mayúscula del símbolo de cada magnitud. Su valor se determina por medio de la siguiente ecuación:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad (2.6)$$

En la literatura inglesa este valor se conoce como R.M.S. (Root Mean Square, valor cuadrático medio). De esa manera se llamó  $V_{R.M.S.}$ , al valor  $V$  y  $V_0$  es  $V_{pico}$  ó  $V_{m\acute{a}x.}$ , también denominado Valor Pico de la señal. Respuesta con la cual se tiene la Ecuación 2.7.

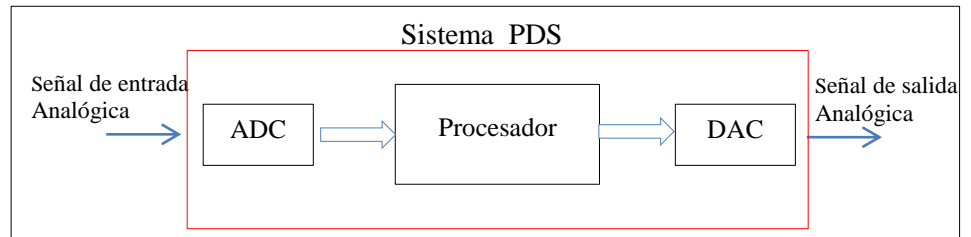
$$V_{rms} = \frac{V_{pico}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} \quad (2.7)$$

Los voltajes y las intensidades en los sistemas de distribución de energía se expresan siempre en función de sus valores eficaces, así cuando se habla de la red de suministro de energía eléctrica en corriente alterna a 220V, se quiere decir que el valor eficaz es 220V y la amplitud del voltaje es  $V_{m\acute{a}x} = \sqrt{2}V_{rms} = 311V$  (Elias, s.f., p.52). En otras palabras, el valor del voltaje mostrado en el multímetro es el valor eficaz o R.M.S.

### **2.2.2. Procesamiento Digital de Señales**

El procesamiento digital de señales definido por sus siglas P.D.S. o D.S.P. (Digital Signal Processing) se refiere al proceso de modificar una señal digital en un sistema determinado. Realizado para destacar o eliminar diferentes características aplicables en un proceso en particular (Alvarado, 2011).

En la Figura 2.7 se muestra el proceso para realizar el tratamiento digital de una señal analógica.



**Figura 2.7. Diagrama de bloques de un sistema PDS**

Elaborado con información de Proakis y Manolakis (2007)

En la Figura 2.7, podemos observar el diagrama de bloques de un sistema PDS, el cual está conformado por 3 bloques: un ADC, el procesador digital y un DAC.

Para realizar el tratamiento digital, es necesario disponer de una interfaz entre la señal analógica y el procesador digital. Esta interfaz se denomina Conversor Analógico-Digital (ADC) y su salida es una señal digital adecuada con las características necesarias para ingresar al procesador digital. En caso que la salida del procesador deba mostrarse analógicamente, se deberá realizar otra interfaz entre el dominio digital y el analógico, denominada Conversor Digital–Analógico (DAC). Existen aplicaciones donde no es necesario utilizar este último convertidor, pues se requiere una salida del tipo digital (Proakis y Manolakis, 2007).

Elementos de un Sistema de Procesamiento Digital de Señales. Actualmente se diferencian dos tipos de tareas cuando nos referimos a sistemas: el procesamiento y el análisis. Se dice que un sistema procesa una señal, si la señal de salida tiene las mismas características semánticas de la entrada; no obstante, un sistema realiza un análisis a la señal, si la de salida tiene otra naturaleza semántica a la entrada (Alvarado, 2011). Los elementos del sistema PDS son los siguientes:

#### **a) Señales de entrada**

Proakis y Manolakis (2007) refieren que una señal se define como cualquier magnitud física que varía con el tiempo, espacio o cualquier otra variable independiente. Estas señales pueden procesarse directamente mediante sistemas analógicos apropiados. De esa manera se puede decir,



que la señal se ha procesado de forma directa en su forma lógica y tanto la señal de entrada como la de salida son analógicas.

#### **b) Acondicionadores de Señales**

Al hablar de acondicionamiento de señal, nos referimos a los elementos del sistema de medida que ofrecen una señal apta para ser procesada posteriormente mediante un equipo o instrumento. Consisten en un conjunto de circuitos electrónicos que ofrecen entre otras funciones, las siguientes: amplificación, filtrado, adaptación de impedancias, modulación o demodulación (Pallás, 2004).

#### **c) Conversor Analógico Digital (ADC)**

Convierte una señal análoga en Digital. Para que la señal ingrese al conversor A/D, ésta debe ser muestreada, como resultado se obtiene un tren de impulsos con amplitudes limitadas por la envolvente de la señal analógica. Además debe considerarse la velocidad de muestreo, la cual, por Teorema de Nyquist, establece que la frecuencia de muestreo ( $f_s$ ), debe ser como mínimo el doble que el ancho de banda de la señal muestreada (Huircán, 2007).

La resolución del ADC o mínimo valor de lectura se define como

$$Resolución = \frac{V_{uc}}{2^{N-1}} \quad (2.8)$$

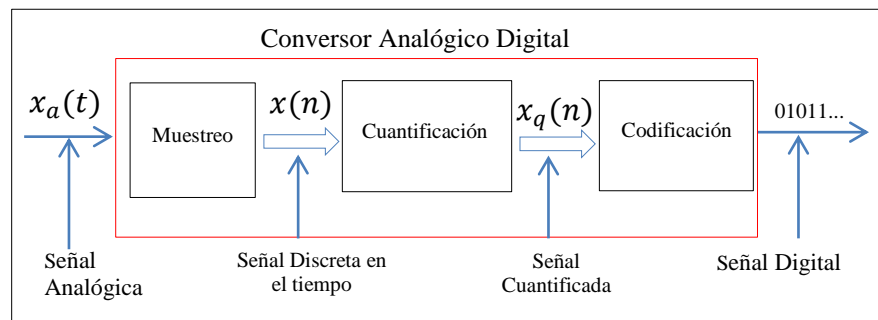
Dónde:

*N: Es el número de Bits utilizados por el ADC*

*$V_{uc}$ : Es el Voltaje de máxima lectura por el microcontrolador*

Según su aplicación, existen distintos parámetros que lo caracterizan como: la velocidad de conversión, la resolución, los rangos de entrada.

Según Proakis y Manolakis (2007), el proceso para convertir señales analógicas en digitales consiste básicamente en los siguientes tres pasos, como se muestra en la Figura 2.8.



**Figura 2.8. Partes básicas del ADC**

Elaborado con información de Proakis y Manolakis (2007)

### 1. Muestreo

Es el primer paso, considerado para el ADC. Consiste en la conversión de una señal continua en el tiempo en una señal discreta en el tiempo, obtenida mediante la toma de “muestras” de la señal continua en instantes discretos de tiempo.

Por lo tanto si  $x_a(t)$  es la entrada, la salida se determina por la ecuación 2.9.

$$x_a(nT) \equiv x(n) \quad (2.9)$$

Dónde:

*T: Es el intervalo de muestreo*

### 2. Cuantificación

Una vez realizado el muestreo, el siguiente paso es la cuantificación. Este es el proceso de convertir valores continuos en series de valores discretos. El valor de cada muestra de la señal se representa mediante un valor seleccionado dentro de un conjunto finito de posibles valores.

La diferencia entre una muestra no cuantificada  $x(n)$  y una que si está cuantificada  $x_q(n)$  es el error de cuantificación que presentan.

### 3. Codificación

Es el último paso del ADC, donde cada valor discreto  $x_q(n)$  se representa mediante una secuencia binaria de bits.

#### d) Procesador

La señal digitalizada es tratada luego en el procesador digital de señales, éste puede ser un computador de propósito general, microcontroladores, o circuitos digitales diseñados para realizar las tareas de procesamiento deseadas; sin embargo, las configuraciones programables tanto en software como en hardware son las que han brindado al procesamiento digital una flexibilidad inalcanzable con sistemas analógicos equivalentes (Alvarado, 2011).

#### e) Conversor Digital Analógico (DAC)

Es la última etapa del procesamiento digital de señales, la cual consiste en convertir la salida del procesador a una señal analógica. En aplicaciones de análisis de señal, la última etapa puede no ser necesaria, cuando la información a extraer se obtiene directamente de las representaciones digitales (Alvarado, 2011).

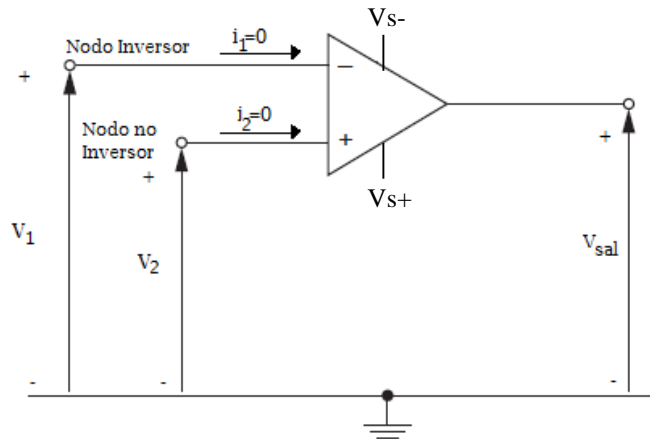
### 2.2.3. Acondicionamiento de Señales

El acondicionamiento de señales es un conjunto de circuitos que permite que las características de la señal sean aptas para su posterior procesamiento. El acondicionamiento puede incluir amplificación, filtrado, conversión de niveles, conversión de tensión a frecuencia, entre otras maneras o formas de adaptar la señal eléctrica al siguiente bloque. A continuación se definirán las etapas utilizadas para el acondicionamiento de señales de nuestro sistema, teniendo como pieza fundamental los Amplificadores Operacionales.

#### 2.2.3.1. Amplificador Operacional (OPAMP)

El Amplificador Operacional es un elemento de un circuito, diseñado para emplearse con otros elementos del circuito y efectuar una

operación específica de procesamiento de señales. Posee 5 terminales, las entradas  $V_2$  o también llamada entrada no inversora,  $V_1$  definida para la entrada inversora y la salida  $V_{sal}$ , las fuentes de poder ( $V_{S+}$  y  $V_{S-}$ ) se usan para polarizar el OPAMP (Dorf y Svoboda, 2006). La Figura 2.9 muestra la configuración de terminales del OPAMP.



**Figura 2.9. Amplificador Operacional Ideal**

*Elaborado con información de Dorf y Svoboda (2006)*

El amplificador Operacional Ideal es un modelo sencillo, el cual se caracteriza por restricciones en sus corrientes y voltajes de entrada. En la Figura 2.9 se observa las siguientes condiciones:

La Corriente de entrada en el Nodo inversor

$$i_1 = 0$$

La Corriente de entrada en el Nodo no inversor

$$i_2 = 0$$

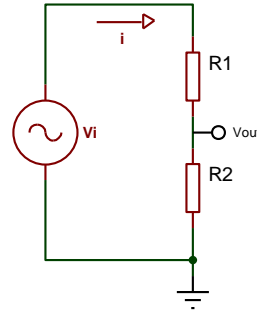
La diferencia de Voltajes entre ambas entradas

$$V_2 - V_1 = 0$$

Se describen a continuación las configuraciones de los circuitos que forman parte de la etapa de acondicionamiento.

### 2.2.3.2. Divisor de Voltaje

Corona, Abarca y Mares mencionan lo siguiente: “Un circuito divisor de voltaje es aquel que permite obtener distintos niveles de voltaje, teniendo una única fuente” (2014, p.41). En la Figura 2.10, se muestra una fuente de entrada  $V_i$  y 2 resistencias  $R_1$  y  $R_2$  conectadas en serie.



**Figura 2.10. Circuito electrónico de Divisor de tensión**

*Elaboración Propia*

En la Figura 2.10 se tiene una corriente  $i$ , que es la corriente de la malla y fluye a través de todo el circuito, por lo tanto al aplicar Kirchhoff se obtiene

$$V_i = iR_1 + iR_2 \quad (2.10)$$

Despejando la corriente

$$i = \frac{V_i}{(R_1 + R_2)} \quad (2.11)$$

Si se desea leer el voltaje de salida  $V_{out}$ , aplicamos la Ley de Ohm en  $R_2$ , obteniendo la Ecuación 2.12.

$$V_{out} = iR_2 \quad (2.12)$$

Reemplazando la ecuación 2.11 en la ecuación 2.12, el voltaje de salida del divisor  $V_{out}$ , se obtiene de la siguiente ecuación

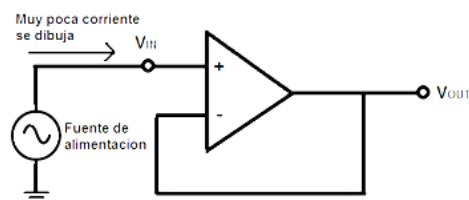
$$V_{out} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} V_i \quad (2.13)$$

De esta manera despejando la Ecuación 2.13, se comprueba que el Voltaje de salida sobre el voltaje de entrada brinda la ganancia del circuito, en otras palabras la ganancia  $G_{Div}$  viene dada por la relación de resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , como se muestra en la Ecuación 2.14.

$$\frac{V_{Out}}{V_{in}} = G_{Div} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} \quad (2.14)$$

### 2.2.3.3. Circuito Buffer o Seguidor de Voltaje

Como su nombre lo indica, su voltaje de salida sigue al de la entrada. La Figura 2.11 muestra un amplificador operacional cuya ganancia es igual a la unidad.



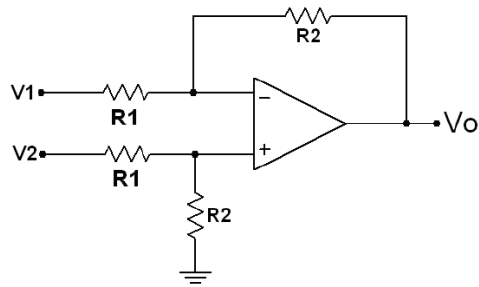
**Figura 2.11. Seguidor de Voltaje**

*Fuente: [www.learningaboutelectronics.com](http://www.learningaboutelectronics.com)*

Es común que se utilice un seguidor de voltaje como etapa intermedia o de aislamiento entre una carga de baja impedancia y una fuente que requiere una carga de alta impedancia (Rashid, 2000). Básicamente su tarea principal es desacoplar circuitos.

### 2.2.3.4. Amplificador Diferencial

En esta configuración se aplican dos voltajes de entrada  $V_1$  y  $V_2$ , uno en la terminal no inversora y el otro en la terminal inversora. Las resistencias en el nodo no inversor se emplean para reducir el voltaje aplicado en el terminal no inversor. Como se muestra en la Figura 2.12.



**Figura 2.12. Amplificador Diferencial**

*Fuente: [www.researchgate.net/figure/Figura-3-Amplificador-diferencial](http://www.researchgate.net/figure/Figura-3-Amplificador-diferencial)*

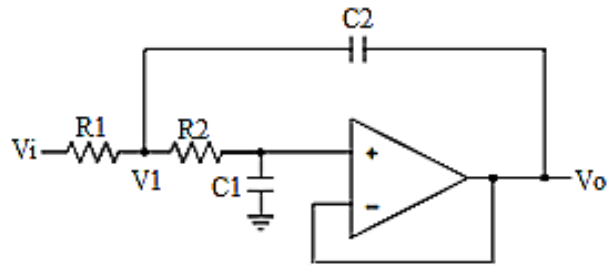
Se utiliza el teorema de superposición para calcular el voltaje de salida  $V_o$ , es decir, se calculará el voltaje de salida  $V_{o1}$ , producido por el voltaje de entrada  $V_1$  y después se obtendrá el voltaje de salida  $V_{o2}$ , producido por  $V_2$ . El voltaje de salida es la suma de  $V_{o1}$  y  $V_{o2}$  y la ganancia en voltaje de lazo cerrado igual a  $\frac{R_2}{R_1}$  del nodo inversor (Rashid, 2000).

#### **2.2.3.5. Filtro de Sallen – Key**

Esta configuración es un tipo de filtro activo, de segundo orden de uso común. Puede ser diseñado de modo que exhiba las características de una banda de paso plana, así como de una banda de atenuación y que puede modificarse para que tenga una ganancia en la Banda de paso así como una respuesta Butterworth (Rashid, 2000).

Este circuito posee 2 configuraciones, las cuales se describen según el artículo presentado por TEXAS INSTRUMENTS, denominado “Analysis of the Sallen Key Architecture”.

La Figura 2.13 muestra la configuración típica de un Filtro Sallen Key Pasa bajo.



**Figura 2.13. Filtro Sallen-Key**

Elaborado con información de TEXAS INSTRUMENTS (2002)

Realizando el análisis de voltajes en  $V_1$  de la Figura 2.13, se tiene lo siguiente:

$$V_1 = i_{C2}R_2 + V_O$$

Dónde:

$V_1$ : Es el voltaje de nodo entre  $R_1$  y  $R_2$

$i_{C2}$ : Es la corriente en el condensador 2

$R_2$ : Es el valor de la resistencia  $R_2$

$V_O$ : Es el voltaje de Salida

Despejando  $V_1$

$$V_1 = V_O R_2 C_2 s + V_O$$

$$V_1 = V_O (R_2 C_2 s + 1) \quad (2.15)$$

Además la relación de la suma de corrientes en el nodo  $V_1$  queda expresada de la siguiente manera:

$$i_{C2} = i_{C1} + i_{R1}$$

Reemplazando, se tiene

$$\frac{V_O}{\frac{1}{sC_2}} = \frac{V_i - V_1}{R_1} + \frac{V_O - V_1}{\frac{1}{sC_1}}$$



Despejando se obtuvo la siguiente ecuación

$$sR_1C_2V_O = V_i - V_1 + sR_1C_1(V_O - V_1) \quad (2.16)$$

Reemplazando la Ecuación 2.15 en la Ecuación 2.16 se obtiene

$$sR_1C_2V_O = V_i - V_O(R_2C_2s + 1) + sR_1C_1(V_O - V_O(R_2C_2s + 1))$$

Despejando en función de  $V_O$  y  $V_i$

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{1}{s^2R_1R_2C_1C_2 + s(R_1C_2 + R_2C_2) + 1}$$

Dónde:

$V_i$ : Es el voltaje de la fuente de entrada

Entonces el voltaje de salida sobre el voltaje de entrada da por respuesta la función de transferencia como sigue

$$H(s) = \frac{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_1C_1}\right) + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \quad (2.17)$$

Dónde:

$s$ : Es igual a  $j\omega$  para  $\omega = 2\pi f$

$f$ : Es la frecuencia de la señal de entrada

La frecuencia de corte  $f_c$  a la que la función de transferencia alcanza su máxima salida se determina por la siguiente fórmula:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (2.18)$$

#### **2.2.4. Filtrado de Señales**

Dorf y Svoboda hacen referencia al filtrado de señales y al aliasing que aparece en ellas, indicando lo siguiente:

El procesamiento digital de señales (PDS) implica en muchas ocasiones el muestreo de un voltaje y la conversión de las muestras en señales digitales; (...). Desafortunadamente, un fenómeno llamado alias puede producir errores durante el procesamiento de la señal digital. El alias es una posibilidad latente siempre que el voltaje de entrada contiene componentes en frecuencias mayores que la mitad de la frecuencia de muestreo, y ocurre cuando estos componentes se interpretan erróneamente como componentes de una frecuencia más baja. Los filtros antialias se usan para evitar estos errores mediante la eliminación de los componentes de voltaje de entrada cuyas frecuencias son mayores que la mitad de la frecuencia de muestreo (2006, p.724).

##### **2.2.4.1. Filtrado Analógico**

El filtro eléctrico fue inventado en 1915 por George Campbell en Estados Unidos e independientemente por K.W.Wagner en Alemania. Con el surgimiento de la radio 1910-1920, fue necesario reducir el efecto del ruido de la estática en el radioreceptor. Hacia 1920 con las transmisiones regulares de radio, se desarrolló el filtro RLC utilizando inductores, capacitores y resistores, estos fueron denominados filtros pasivos, por componerse de este tipo componentes. En 1930 S.Darlington, S. Burtterworth y E.A. Guillen desarrollaron la teoría para diseñar filtros pasivos. A partir de ello fue necesario diseñar filtros activos, principalmente filtros basados en amplificadores operacionales. Es durante la Segunda Guerra Mundial que los primeros filtros activos RC se diseñan y se documentan por R.P. Sallen y E.L. Key en 1955 (Dorf y Svoboda, 2006).

El proceso de transformación de una señal analógica a digital, requiere un muestreo a intervalos discretos de tiempo, lo cual limita el intervalo de frecuencia de la información.

La selección de la frecuencia de muestreo debe hacerse en base al espectro de frecuencia de la señal, ya que según lo indicado por Nyquist, la componente de frecuencia más alta que se puede identificar corresponde a la mitad de la frecuencia de muestreo (Díaz, 1994).

#### **2.2.4.2. Filtrado Digital**

El filtrado digital puede ser tratado como un proceso de estimación de parámetros, que operan sobre una secuencia de datos discretos. Pueden dividirse en dos tipos: Filtros FIR o también llamados filtros no recursivos y los Filtros IIR o también llamados recursivos (Díaz Verduzco, 1994). Los cuales son descritos a continuación.

##### **a) Filtros de Respuesta Infinita al Impulso (IIR)**

Este método permite implementar filtros con respuesta más compleja y con menos datos. Como alimentamos constantemente energía en el circuito, la respuesta impulsional tiene una duración potencial infinita. Se distinguen de los filtros FIR porque la señal de salida del filtro se realimenta a la entrada del mismo, constituyendo un circuito recursivo o con feedback.

##### **b) Filtros de Respuesta Finita al Impulso (FIR)**

En ellos una muestra de la salida se puede definir como una combinación lineal de muestras de la entrada, presentes y pasadas. Podemos expresar esta relación con la siguiente ecuación:

$$y[n] = a_0 x[n] + a_1 x[n - 1] + a_2 x[n - 2] + \dots + a_N x[n - N] \quad (2.19)$$

Esta ecuación expresa que la muestra actual de la salida  $y[n]$  es igual a la suma de las muestras de la entrada actual  $x[n]$  multiplicada por el factor  $a_0$  y de la muestra anterior  $x[n - 1]$  multiplicada por el factor  $a_1$ , y de todas las muestras anteriores hasta el instante  $[n - N]$  multiplicadas por su respectivo factor.

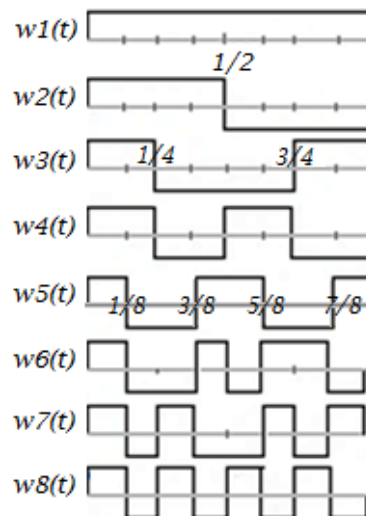
Los factores son los coeficientes del filtro, modificando estos coeficientes podremos variar las características del filtro.

Los filtros digitales FIR que se han desarrollado para este tipo de aplicación son: los de Fourier, los de Walsh y los recursivos de Fourier, conocidos también como de correlación.

### 2.2.5. Funciones de Walsh

Las funciones de Walsh fueron descubiertas por J. L. Walsh en 1923. Estas funciones son cuadradas de orden N, donde para formar un conjunto de N funciones es necesario que N sea potencia de 2 (Veiga, 2017).

En la Figura 2.14, se muestra la representación de las funciones de Walsh, definidas en el intervalo  $[0,1]$ , que toman solamente los valores  $+1$  y  $-1$ .



**Figura 2.14. Representación de las Funciones de Walsh**

*Elaborado con información de Díaz (1994)*

En efecto,  $w_2(t)$  es la Función de Walsh tipo Seno (SAL) y  $w_3(t)$  es la función tipo Coseno (CAL).

Díaz (1994) menciona que de la misma forma en que se puede calcular el par Seno-Coseno en el algoritmo de Fourier, dada su ortogonalidad, es que se puede calcular los fasores del par SAL-CAL.

Es decir:

$$Y_{SAL}(i) = \sum_{k=1}^k x_k w_{2k} \quad (2.20)$$

$$Y_{CAL}(i) = \sum_{k=1}^k x_k w_{3k} \quad (2.21)$$

Un ejemplo del cálculo de las componentes SAL y CAL para cuatro muestras por ciclo se representan mediante las siguientes ecuaciones:

$$Y_{SAL}(i) = x_1^{(i)} + x_2^{(i)} - x_3^{(i)} - x_4^{(i)} \quad (2.22)$$

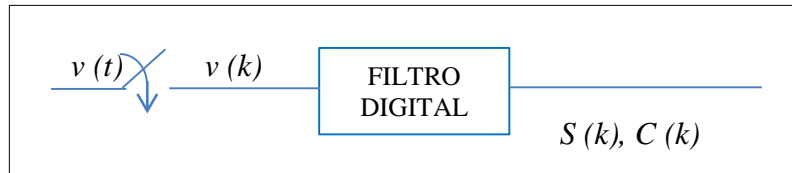
$$Y_{CAL}(i) = x_1^{(i)} - x_2^{(i)} - x_3^{(i)} + x_4^{(i)} \quad (2.23)$$

Una ventaja de utilizar las funciones de Walsh para el filtrado de señales es que convierten las multiplicaciones por números irracionales de los filtros de Fourier en simples asignaciones de signos a los valores de las muestras, lo que hace más sencillo su evaluación, además que el tiempo de procesamiento se reduce.

### 2.2.5.1. Filtros SAL y CAL

Para el cálculo de los filtros SAL y CAL, Aliaga (1979) menciona lo siguiente: “Los 2 filtros usados son del tipo FIR, filtros de respuesta al impulso, los cuales son funciones de Walsh de un ciclo de duración” (p. 4).

Se tiene la señal senoidal  $v(t)$  en el dominio del tiempo como señal de entrada para el filtro digital como se muestra en la Figura 2.15.



**Figura 2.15. Diagrama del Filtro Digital SAL y CAL**

*Fuente: Elaboración Propia*

Sea la señal de entrada, expresada mediante la Ecuación 2.2

$$v(t) = V_0 \sin(2\pi ft + \theta)$$

La señal discreta para

$$t = kT$$

Se expresa de la siguiente manera:

$$v(kT) = V_0 \sin(2\pi f kT + \theta) \quad (2.24)$$

Dónde,

*T: Es el tiempo de muestreo*

*k: Es el número de muestras por ciclo  $k = 0,1,2,3$*

*f: Es la frecuencia de la señal*

Para

$$T = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{4f}$$

Dónde:

*F<sub>s</sub>: Es la frecuencia de muestreo*

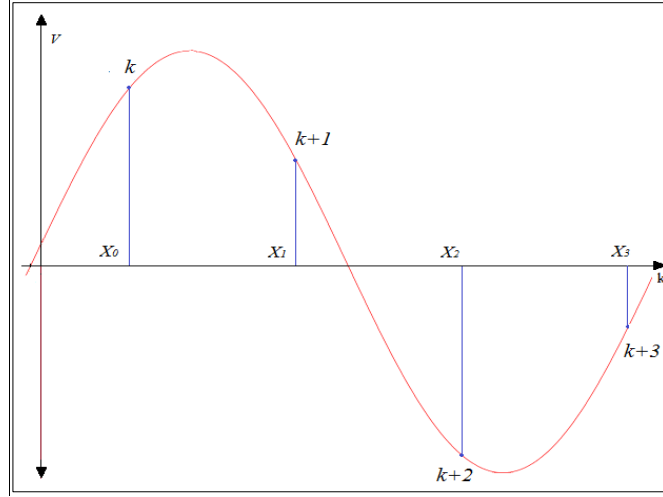
Reemplazando en la ecuación 2.24, se tiene lo siguiente:

$$v(kT) = V_0 \sin\left(2\pi f k \frac{1}{4f} + \theta\right)$$

Entonces,

$$v(kT) = v(k) = V_0 \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \quad (2.25)$$

A partir de  $v(k)$  se desea determinar el valor de los coeficientes S y C. Aliaga (1979), muestrea la señal 4 veces por ciclo para el cálculo respectivo. Como se muestra en la Figura 2.16.



**Figura 2.16. Señal Senoidal puntualizando (k, k+1, k+2, k+3)**

*Fuente: Elaboración Propia*

Usando las 4 muestras  $X_0, X_1, X_2, X_3$ , de la figura 2.16, se calculó los filtros S y C mediante las ecuaciones 2.22 y 2.23, expresados de la siguiente manera:

$$S = X_0 + X_1 - X_2 - X_3 \quad (2.26)$$

$$C = X_0 - X_1 - X_2 + X_3 \quad (2.27)$$

De la Figura 2.16, S en función de k se representa por:

$$S(k) = v(k) + v(k+1) - v(k+2) - v(k+3) \quad (2.28)$$

Reemplazando la Ecuación 2.25 en la 2.28, SAL se obtiene de:

$$S(k) = V_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}(k) + \theta\right) + V_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}(k+1) + \theta\right) - V_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}(k+2) + \theta\right) - V_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}(k+3) + \theta\right) \quad (2.29)$$

Reduciendo al primer cuadrante se tiene lo siguiente:

$$\sin\left(\frac{\pi}{2}(k+1) + \theta\right) = \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta + \frac{\pi}{2}\right) = \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \quad (2.30)$$

$$\sin\left(\frac{\pi}{2}(k+2) + \theta\right) = \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta + \pi\right) = -\sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \quad (2.31)$$

$$\sin\left(\frac{\pi}{2}(k+3) + \theta\right) = \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta + \frac{3\pi}{2}\right) = -\cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \quad (2.32)$$

Reemplazando, las ecuaciones reducidas al primer cuadrante, en la ecuación 2.29 y simplificando, se tiene lo siguiente:

$$S(k) = V_0 \left[ \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) + \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) + \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) + \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \right] \quad (2.33)$$

$$S(k) = V_0 \left[ 2 \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) + 2 \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \right]$$

$$S(k) = 2V_0 \left[ \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) + \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \right] \quad (2.34)$$

$$S(k) = 2V_0\sqrt{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \right]$$

$$S(k) = 2V_0\sqrt{2} \left[ \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \right]$$

Empleando las fórmulas trigonométricas siguientes, se simplifica la expresión anterior:

Sea:

$$\sin(A + B) = \sin A \cos B + \sin B \cos A$$

$$\cos(A + B) = \cos A \cos B - \sin A \sin B$$

Dónde:

$$A = \frac{\pi k}{2} + \theta \quad y \quad B = \frac{\pi}{4}$$

Entonces:

$$S(k) = 2\sqrt{2}V_0 \left[ \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta + \frac{\pi}{4}\right) \right] \quad (2.35)$$

Simplificando la Ecuación 2.29 en Matlab, ANEXO 2 parte a), se obtuvo lo siguiente:

$$S(k) = 2V_0 \left[ \cos\left(\frac{\pi}{2}k + \theta\right) + \sin\left(\frac{\pi}{2}k + \theta\right) \right]$$

De esta manera, esta ecuación, corresponde a la obtenida teóricamente.



De la misma manera, se representa CAL como:

$$C(k) = v(k) - v(k+1) - v(k+2) + v(k+3) \quad (2.36)$$

De esa forma se tiene :

$$C(k) = V_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}(k) + \theta\right) - V_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}(k+1) + \theta\right) - V_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}(k+2) + \theta\right) + V_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}(k+3) + \theta\right) \quad (2.37)$$

Reemplazando las Ecuaciones 2.30, 2.31 y 2.32, en la ecuación 2.37, se tiene:

$$C(k) = V_0 \left[ \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) - \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) + \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) - \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \right] \quad (2.38)$$

$$C(k) = V_0 \left[ 2 \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) - 2 \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \right]$$

$$C(k) = 2V_0 \left[ \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) - \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \right] \quad (2.39)$$

$$C(k) = 2V_0 \sqrt{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) - \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \right]$$

$$C(k) = 2V_0 \sqrt{2} \left[ \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) - \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta\right) \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \right]$$

Empleando las fórmulas trigonométricas, se simplifica la expresión anterior a:

$$C(k) = -2\sqrt{2}V_0 \left[ \cos\left(\frac{\pi k}{2} + \theta + \frac{\pi}{4}\right) \right] \quad (2.40)$$

Y al simplificar CAL, en Matlab ANEXO 2 parte b), se obtuvo la misma respuesta.

Llamando  $\varphi$  al ángulo de las ecuaciones 2.35 y 2.40

$$\varphi = \frac{\pi}{2}k + \frac{\pi}{4} + \theta$$

Reemplazando  $\varphi$  , las ecuaciones para determinar los valores de S y C son:

$$S = 2\sqrt{2} V_0 \sin(\varphi) \quad (2.41)$$

$$C = -2\sqrt{2} V_0 \cos(\varphi) \quad (2.42)$$

Considerando la Ecuación 2.5, correspondiente a la forma fasorial se tiene lo siguiente:

$$\vec{V} = |V_0| \cdot e^{j\varphi} = |V_0| \cos(\varphi) + j |V_0| \sin(\varphi) \quad (2.43)$$

Reemplazando la ecuación 2.43 con las ecuaciones 2.41 y 2.42, se obtiene:

$$\vec{V} = \frac{C}{2\sqrt{2}} + j \frac{S}{2\sqrt{2}} \quad (2.44)$$

De esta manera, evaluando la Ecuación 2.44

$$\vec{V} = \frac{\sqrt{2}C}{4} + j \frac{\sqrt{2}S}{4}$$

Considerando la Ecuación 2.7 del voltaje RMS, su forma binomial compleja se expresa como sigue:

$$\frac{\vec{V}}{\sqrt{2}} = \vec{V}_{rms} = \frac{C}{4} + j \frac{S}{4} \quad (2.45)$$

Determinando el valor del voltaje RMS, según la ecuación 2.45, se tiene:

$$|V_{rms}| = \frac{\sqrt{S^2 + C^2}}{4} \quad (2.46)$$

### 2.3. Glosario de Términos básicos

- Algoritmo: Es un conjunto de instrucciones ordenadas que permiten llevar a cabo una actividad, representados de manera gráfica mediante diagramas de flujo.
- Error: Desviación a partir del valor real de la variable medida. Con este valor, se calcula el rango del error del sistema.
- Exactitud: Es la aproximación con la cual la lectura de un instrumento se acerca al valor real de la variable medida.

- Fourier: Es una transformación matemática que permite convertir funciones desde el dominio del tiempo al dominio de frecuencias.
- Frame: Es un bloque o trama de 4 muestras de la señal acondicionada.
- Frecuencia: Velocidad de Oscilación de la señal en Hertz.
- Frecuencia de Muestreo: Es el número de muestras por unidad de tiempo que se toman de una señal continua para producir una señal discreta.
- Microcontrolador: Es un circuito integrado programable, capaz de ejecutar las órdenes grabadas en su memoria, compuesto por varios bloques funcionales los cuales cumplen una tarea específica.
- Precisión: Medida de la reproducibilidad de las mediciones; esto es, dado el valor fijo de una variable. Es una medida del grado con el cual las mediciones sucesivas difieren una de otra.
- Programación: Es el proceso de tomar un algoritmo y codificarlo en un lenguaje de programación, de modo que pueda ser ejecutado por un microcontrolador o computadora.
- Resolución: Es el cambio más pequeño en el valor medido al cual responde el instrumento.
- Señales Sinusoidales: Son las funciones periódicas seno y coseno.
- Teorema de Nyquist: Indica que la frecuencia de muestro mínima debe ser mayor que el doble de la frecuencia máxima de la señal.
- Tiempo de Muestreo: es el intervalo de tiempo a lo largo del cual se toma una muestra simple, (Sampling time).

## **2.4. Hipótesis**

El uso de los Filtros digitales de Walsh con las tecnologías existentes permitirá el diseño de un algoritmo para medir el valor RMS del Voltaje de la red eléctrica.

### **III. MARCO METODOLÓGICO**

#### **3.1. Enfoque y diseño**

##### **3.1.1. Enfoque**

Es del tipo Cuantitativo, dado que se usa la recolección de datos para probar hipótesis con base a la medición numérica y análisis de datos.

##### **3.1.2. Diseño**

La investigación es del tipo Experimental, puesto que el estudio proporcionará pruebas específicas como simulaciones en software y pruebas de circuitería físicas.

#### **3.2. Métodos y procedimientos**

Se siguieron los siguientes pasos en cumplimiento de los objetivos específicos, pasos para el desarrollo de este trabajo de investigación:

1. Lectura e investigación de antecedentes, encontrándose 3 trabajos de tesis de maestrías relacionados con el tema desarrollado.
2. Se realizó el diseño del Hardware para implementar la etapa de acondicionamiento de la señal, realizando la simulación del circuito de acondicionamiento de la señal, utilizando el Software Proteus, con lo cual se realizaron los cálculos para cada subetapa del circuito de acondicionamiento y así poder ajustar los valores para realizar la selección de componentes. Una vez comprobado el circuito, se elaboró la tarjeta impresa.
3. Se diseñó el Software para el desarrollo del algoritmo basado en la adquisición de la señal de voltaje proveniente del circuito de acondicionamiento. Utilizando los módulos del microcontrolador como el ADC, el Timer1 para generar el tiempo de muestreo necesario para el desarrollo del algoritmo, así como el modelo de comunicación serial UART para el envío de los resultados hacia un terminal en la PC.

4. Se comparó los cálculos teóricos con los valores experimentales, analizando la precisión del algoritmo y evaluando la lectura del voltaje RMS de salida respecto al rango de variación .

La investigación es del tipo Descriptivo, puesto que tiene como finalidad demostrar la viabilidad del desarrollo del algoritmo, lo cual implica intervención matemática que pretenda demostrar la utilidad de los Filtros de SAL y CAL.

### **3.3. Técnicas e Instrumentos**

Durante el desarrollo y análisis de datos se utilizaron los siguientes programas e instrumentos.

#### **1. Software**

- a) Proteus: Este es un software de diseño electrónico, desarrollado por Labcenter Electronics, el cual consta de dos programas principales:  
ISIS: Sistema de enrutado de Esquemas Inteligente por sus siglas en Inglés (Intelligent Schematic Input System) el cual permite realizar el circuito eléctrico y la simulación en tiempo real del mismo  
ARES: Software de edición y ruteo avanzado (Advanced Routing and Editing Software), herramienta de enrutado que permite fabricar placas de circuito impreso, además de tener una visualización 3D de la placa diseñada.
- b) PIC C Compiler: Es un compilador que contiene operadores estándar del lenguaje C y diversas funciones correspondientes a las características y registros del PIC. Ideal para desarrollar el código de programación en C.
- c) PICKit2: Es un depurador y programador de microcontroladores PIC, el cual puede conectarse a la PC mediante al UART tool.
- d) MATLAB: Es un sistema de cómputo numérico que ofrece un entorno de desarrollo integrado con lenguaje de programación propio de alto nivel para cálculos científicos y de ingeniería.

## 2. Instrumentos

- a) Osciloscopio Hantek DSO1060: Es un osciloscopio digital de dos canales con funciones de multímetro, trabaja a 60MHz de frecuencia, posee alta velocidad de muestreo, contando con una máxima velocidad de muestreo de 150MSa/s en tiempo real. Se utilizó para analizar las señales de entrada y salida de nuestro sistema.
- b) Fuente de Alimentación TENMA (Laboratory DC Power Supply): Es una fuente de alimentación ajustable de 0 a 30 voltios y 0 a 3. La cual brindará los 9v necesarios para la alimentación de los Amplificadores operaciones, además para poder obtener los 5 y 2.5 voltios necesarios por el circuito.
- c) Multímetro Hyelec: Es un multímetro digital, el cual trabaja con 10bits de procesamiento. Se utilizó para medir el voltaje RMS y compararlo con el voltaje obtenido en nuestro sistema.

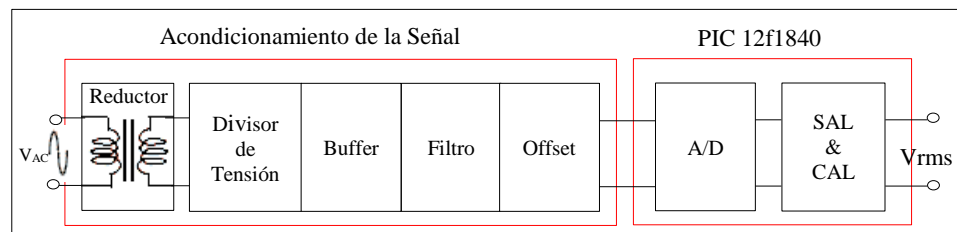
### 3.4. Aspectos Éticos

Para el desarrollo de este trabajo de tesis se siguieron los aspectos éticos de acuerdo con el marco legal vigente de la oficina de Investigación de la Universidad Nacional de Piura y Ley del Procedimiento administrativo general y las normas legales de protección a los derechos del Autor indicadas para la realización original del mismo.

## IV. DESARROLLO DEL SISTEMA

### 4.1. Descripción del Hardware

Para poder medir Voltaje RMS de una señal senoidal, se implementó un sistema conformado por dos etapas. En la primera, un bloque para el acondicionamiento de la señal, conformado por un transformador para reducir el voltaje leído en la entrada; un divisor de voltaje, un buffer, un filtro activo y un circuito offset utilizando OPAMPS. La segunda etapa está conformada por un microcontrolador para la implementación de los filtros SAL y CAL. Como se muestra en la Figura 4.1.



**Figura 4.1. Diagrama de Bloques de la tarjeta**

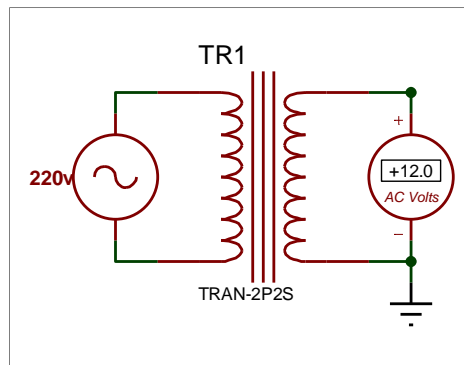
*Fuente: Elaboración Propia*

Las ganancias y factores de conversión de cada una de estas etapas poseen un papel importante para hallar el voltaje de salida en la etapa de acondicionamiento y así poder ser leído y procesado por el microcontrolador en la implementación del software, para obtener el  $V_{rms}$ .

#### 4.1.1. Selección de Dispositivos

##### 4.1.1.1. Reductor de 220 V<sub>AC</sub> a 12V<sub>AC</sub>

Como primera etapa del sistema se ha utilizado un transformador reductor de 220V<sub>AC</sub> a 12 V<sub>AC</sub>. Como se muestra en la Figura 4.2.



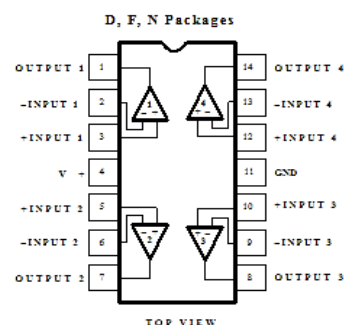
**Figura 4.2. Transformador de 220VAC a 12VAC**

*Fuente: Elaboración Propia*

Pudo disminuirse el voltaje colocando un divisor de tensión conectado directamente a la red eléctrica; sin embargo, por tema de protección y seguridad se optó por utilizar un transformador, ya que éste último brinda aislamiento.

#### 4.1.1.2. Amplificador operacional LM 324

El bloque del acondicionamiento de la señal, se realizó utilizando el OPAMP LM324. Este tipo de amplificador está compuesto por cuatro amplificadores operacionales independientes de alta ganancia, capacidad suficiente para ser utilizado en los circuitos correspondientes para el buffer, el filtro y el offset. En la Figura 4.3 se observa los pines de configuración del LM324.



**Figura 4.3. Pines de Configuración LM 324**

*Fuente: DATASHEET LM324*

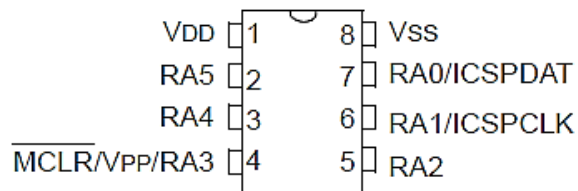
Las características de este OPAMP se muestran en el ANEXO 5.



#### 4.1.1.3. Microcontrolador PIC-12f1840

Para este diseño era necesario seleccionar un microcontrolador que posea un ADC y módulo comunicación serie, así como memoria suficiente para desarrollar el software. De acuerdo a los requerimientos antes mencionados, con los que debe contar el microcontrolador, se seleccionó el PIC 12f1840, el cual estaba disponible y cumple con las especificaciones necesarias para este trabajo de tesis.

El PIC 12f1840 está disponible en un encapsulado de 8 pines, de los cuales se dispone de 6 pines para ser utilizados como I/O, así como hacer uso de los módulos ADC y UART. La Figura 4.4 muestra la descripción de pines del microprocesador.



**Figura 4.4. Pines de Configuración PIC-12f1840**

*Fuente: DATASHEET PIC-12F1840*

Para la configuración de los pines 2, 3, 4, 5, 6 y 7 se tiene en consideración la configuración I/O de pines del PIC-12f1840, encontrados en el ANEXO 6.

#### 4.1.1.4. PICKit2

Para la programación del microcontrolador y la visualización de las muestras y del valor RMS calculado utilizando el algoritmo, se utilizó el Programador / Depurador PICKit2.

Que además de su función básica de programador, cuenta con una herramienta para realizar comunicación serie, UART (Universal Asynchronous Receiver and Transmitter), lo cual nos permite enviar data de la tarjeta impresa del sistema diseñado, hacia la PC, evitando utilizar otro dispositivo para tal fin como los adaptadores USB/TTL.

Este UART es un dispositivo que controla los puertos y dispositivos serie, convirtiendo los datos recibidos en forma paralela a forma serial, con el fin de comunicarse con otro sistema externo y viceversa.

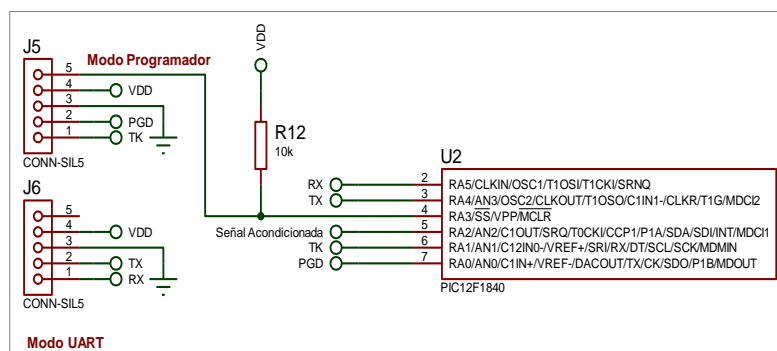
La Figura 4.5 muestra el dispositivo identificando cada una de sus partes.



**Figura 4.5. Programador PICKit 2**

*Fuente: DATASHEET PICKit2*

Para el diseño de la tarjeta impresa, se consideró la siguiente configuración de pines mostrada en las Figura 4.6.



**Figura 4.6. Pines de Configuración – Modo Programador y UART**

*Fuente: Elaboración Propia*

#### 4.1.2. Diseño del Hardware

Este circuito está encargado de acondicionar la señal de entrada y brindar una señal libre de ruido, que opere dentro de los niveles de 0 a 5v, para que puedan ser manejados por el microcontrolador. Consta de las siguientes partes:

- a) Etapa de Reducción
- b) Divisor de Voltaje
- c) Un circuito Buffer
- d) Un Filtro
- e) Un circuito de Offset

La circuitería de cada una de estas partes está constituida principalmente por OPAMPS, configurados de acuerdo a la aplicación.

##### 4.1.2.1. Etapa de Reducción

Esta primera etapa está conformada por un transformador de voltaje, como su nombre lo indica, puede aumentar o disminuir la tensión. Para este caso, disminuye de 220VAC a 12VAC, como se observa en la Figura 4.2.

##### a) Caso Ideal

De manera ideal, funcionaría como se observa en la Figura 4.2, dónde para una entrada de voltaje de 220VAC se reduce a 12VAC, con estos valores se calcula la inductancia en el primario como sigue:

Sea la relación

$$L_P = \left(\frac{V_P}{V_S}\right)^2 L_S \quad (4.1)$$

Dónde:

$L_P$ : Es la inductancia en el Primario

$L_S$ : Es la inductancia en el Secundario

$V_P$ : Voltaje en el Primario

$V_S$ : Voltaje en el Secundario

Considerando

$$L_S = 1H$$

Al reemplazar valores se obtuvo lo siguiente

$$L_P = \left(\frac{220v}{12v}\right)^2 * 1 = 336.11H$$

Para conocer el factor de reducción del transformador se calculó de la siguiente manera

$$\alpha = \frac{V_S}{V_P} \quad (4.2)$$

Dónde:

$\alpha$ : Es el Factor de Reducción del transformador

$V_P$ : Es el voltaje en el Primario

$V_S$ : Es el voltaje en el Secundario

Al reemplazar valores se obtuvo lo siguiente:

$$\alpha = \frac{12v}{220v} = 0.05454545 \approx 0.055$$

Para cualquier voltaje de entrada en el transformador, se obtiene un voltaje reducido en la salida, como resultado de la multiplicación del voltaje de entrada por el factor de 0.055.

## b) Caso Experimental

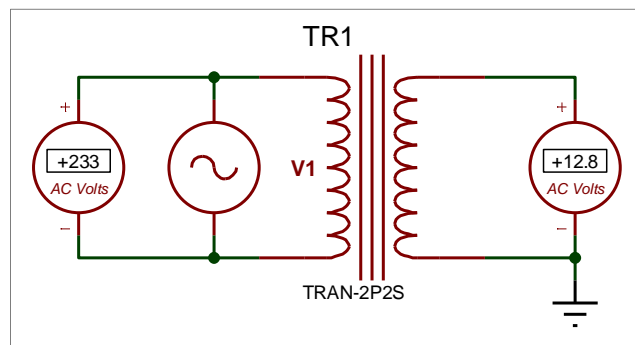
Se midió el valor del voltaje suministrado por la red eléctrica, así como el voltaje a la salida del transformador al conectarlo a la red. Obteniéndose, una lectura de 232.3v a la entrada del transformador y 12.8v a la salida del mismo.

Para el caso de la simulación en el software Proteus, se cambió el valor del voltaje de la señal de entrada por los 232.3v.

Utilizando la Ecuación 4.1 el nuevo valor de la inductancia en el primario fue:

$$L_P = \left( \frac{232.3v}{12.8v} \right)^2 * 1 = 329.36H$$

Se reemplazó este valor de  $L_P$ , en las propiedades del transformador de la simulación, obteniéndose así los 12.8v necesarios en la salida. Como se observa en la siguiente Figura 4.7.



**Figura 4.7. Simulación del circuito Reductor**

*Fuente: Elaboración Propia*

Utilizando los valores medidos, se calculó el nuevo factor de reducción de la siguiente manera

$$\alpha = \frac{12.8v}{232.3v} = 0.05510116 \approx 0.055$$

Este valor es de importancia para la programación y parte de los valores de conversiones y ganancias necesarias para conocer la ganancia total del circuito.

#### **4.1.2.2. Divisor de Voltaje**

Esta parte del circuito, comprende un divisor de voltaje, conformado por una fuente y 2 resistencias en serie. Se consideró el voltaje de entrada  $V_1 = 12.8v$ , obtenidos de la etapa anterior.

Para determinar el valor de las resistencias, el valor de  $R_1$  debía ser mucho mayor respecto a  $R_2$ . Esto se debe a que el voltaje de salida deseado es menor o igual a  $1.5v$ . Se indicó que parte de la etapa de acondicionamiento consiste en diseñar un circuito offset para desplazar la señal hacia el semiciclo positivo. De esta manera, se emplea un voltaje de  $2.5V_{DC}$  para dicho desplazamiento.

Utilizando la Ecuación 2.7, aquel  $1.5v$  se multiplica por raíz de 2 para tener su valor máximo o pico y con ello se suma los  $2.5v$  del offset resultando lo siguiente

$$V_{m\acute{a}x-divisor} = 1.5v * \sqrt{2} = 2.1213v$$

El voltaje DC deseado a la salida del offset se obtuvo

$$V_{out-offset} = 2.1213v + 2.5v = 4.6213v \approx 4.6v$$

El resultado obtenido se encuentra dentro de los 5 voltios permitidos para la lectura del microcontrolador. En caso de emplear  $2v$  en lugar de  $1.5v$ , el resultado excedería los  $5v$  del microcontrolador.

Regresando al análisis del divisor, aplicando la Ecuación 2.13 y conociendo el voltaje de salida  $V_2$ , para un  $R_1$  igual a  $10k\Omega$ , se halló  $R_2$

$$V_2 = \frac{R_2}{(10k\Omega + R_2)} * 12.8v$$

Despejando  $R_2$  se obtuvo

$$R_2 = 1.32k\Omega$$

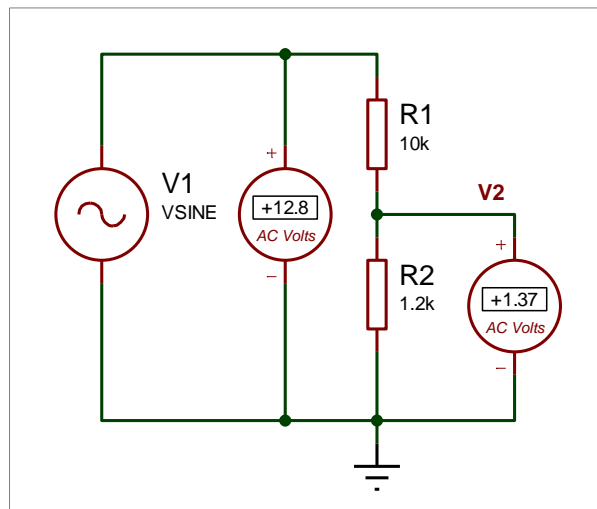
Sin embargo, este valor de resistencia no es un valor comercial, por ello se utilizó el valor cercano de  $1.2k\Omega$ .

La ganancia de esta etapa se obtuvo empleando la Ecuación 2.14.

Reemplazando valores se obtiene lo siguiente:

$$G_{Div} = \frac{1.2k\Omega}{(10k\Omega + 1.2k\Omega)} = 0.107$$

Con los valores obtenidos se implementó el circuito del divisor de voltaje como se muestra en la Figura 4.8.



**Figura 4.8. Divisor de tensión implementado**

*Fuente: Elaboración Propia*

Teniendo el valor de la ganancia, se calculó el voltaje de salida del circuito a partir de la ecuación 2.14, entonces

$$V_2 = G_{Div} V_1$$

Dónde:

$V_1$ : Es el voltaje de entrada, obtenido de la reducción del transformador

$V_2$ : Es el voltaje de salida del Divisor

Al reemplazar valores se obtuvo

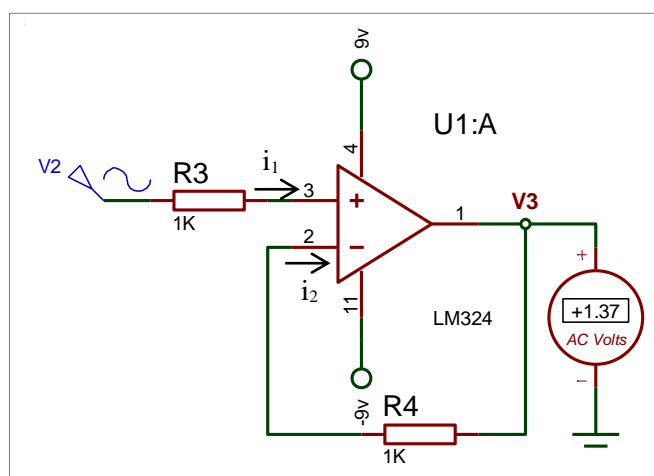
$$V_2 = 0.107 * 12.8v = 1.37v$$

Hasta este punto del circuito, de los  $232.3v$  de entrada en el sistema, se tiene una lectura de  $1.37v$  a la salida del divisor.

Recordar que al conectar un nuevo circuito en la salida, el valor de voltaje de  $1.37v$  obtenido, vería afectado por un acople de impedancias. Por este motivo, luego del divisor de voltaje, se colocó un circuito capaz de desacoplar dichas impedancias.

#### 4.1.2.3. Análisis del Buffer

En la Figura 4.9., se muestra el diagrama del circuito buffer o seguidor de voltaje. Este circuito permitirá acoplar la siguiente etapa, puesto que da la posibilidad de conectar un dispositivo de gran impedancia a otro de baja impedancia como es en este caso. Idealmente las corrientes  $i_1$  y  $i_2$  son aproximadamente iguales a 0; sin embargo, su funcionamiento real implica corrientes de Bias, también llamadas corrientes de polarización.



**Figura 4.9. Buffer o Seguidor de Voltaje**

*Fuente: Elaboración Propia*

De esta manera, para lograr compensar las corrientes de Bias, se coloca una resistencia en el terminal inversor de valor igual a la resistencia del terminal no inversor, siendo  $R_3 = R_4$ .

Para calcular este valor, se tiene en cuenta el ANEXO 5, donde se indica que la corriente de Bias del OPAMP LM324 es de  $45nA$ .



Aplicando Ley de OHM se obtiene lo siguiente:

$$V_{R3} = I_{Bias} * R_3$$

Dónde:

$V_{R3}$ : Es el voltaje en la resistencia 3

$I_{Bias}$ : Es la corriente de Bias del LM324

$R_3$  = Valor a asignar a la resistencia

Reemplazando, para un valor de  $R_3 = 10k\Omega$  se obtuvo lo siguiente:

$$V_{R3} = 45 * 10^{-9}A * 10k\Omega$$

$$V_{R3} = 450mv$$

Para el caso de  $R_3 = 1k\Omega$  se obtuvo lo siguiente:

$$V_{R3} = 45 * 10^{-9}A * 1k\Omega$$

$$V_{R3} = 45mv$$

De ese modo, si se desea que el OPAMP opere como seguidor, el voltaje en  $R_3$  debe ser pequeño. Para este caso se utilizó la resistencia de  $1k\Omega$ .

Este OPAMP posee un valor de ganancia igual a 1, por lo tanto, el voltaje de salida del Buffer obtenido es el siguiente

$$V_3 = G_{buffer} * V_2 \quad (4.3)$$

Dónde:

$V_2$ : Es el voltaje de entrada en el Buffer, 1.37v

$V_3$ : Es el voltaje de salida del Buffer

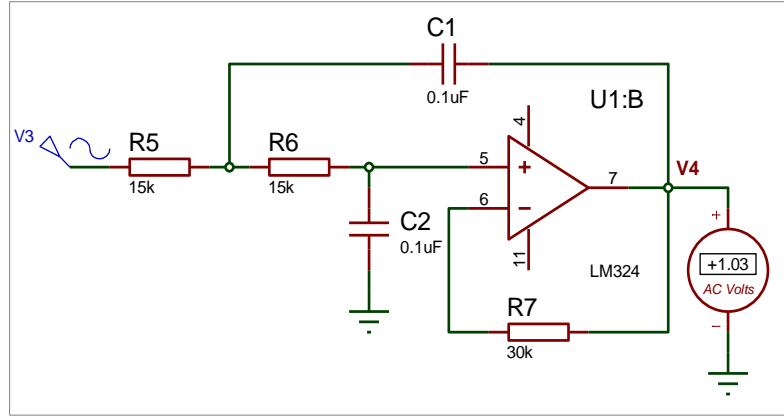
$G_{buffer}$ : Es la ganancia del Buffer

Reemplazando valores se obtuvo

$$V_3 = 1.37v$$

#### 4.1.2.4. Análisis del Filtro Sallen - Key

La Figura 4.10 muestra la implementación del filtro activo Sallen Key, para el análisis se tiene  $V_3 = 1.37v$ .



**Figura 4.10. Filtro Sallen-Key**

*Fuente: Elaboración Propia*

Para este diseño se consideró la resistencia  $R_7$  de  $30k\Omega$  para compensar las corrientes de Bias. De ese modo  $R_7$  en el pin inversor del OPAMP es igual a la suma de las resistencias en el pin no inversor.

Utilizando la Ecuación 2.17, correspondiente a la función de transferencia, se tiene lo siguiente:

$$\frac{V_4(S)}{V_3(S)} = \frac{\frac{1}{R_5 C_1 R_6 C_2}}{S^2 + S \left( \frac{1}{R_6 C_1} + \frac{1}{R_5 C_1} \right) + \frac{1}{R_5 C_1 R_6 C_2}}$$

En la Figura 4.10 se observa que los valores  $R_5$  y  $R_6$  son iguales, como  $C_1$  y  $C_2$ , despejando valores y asumiendo un solo valor de  $R$  y  $C$  se tiene la siguiente expresión:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{R^2 C^2}}{R^2 C^2 s^2 + 2sRC + 1} \quad (4.4)$$

Reemplazando valores, para  $S = j\omega$ , donde  $\omega = 2\pi f$  y  $f = 60\text{Hz}$ , la respuesta de la función de transferencia en forma binomial fue

$$H(s) = 0.3905 - 0.6493i$$

Expresada en forma polar se tiene la ganancia del filtro en función de  $s$ , con un ángulo de fase

$$G_s = 0.757 \angle -1.029$$

En términos de magnitud, la Ganancia del filtro

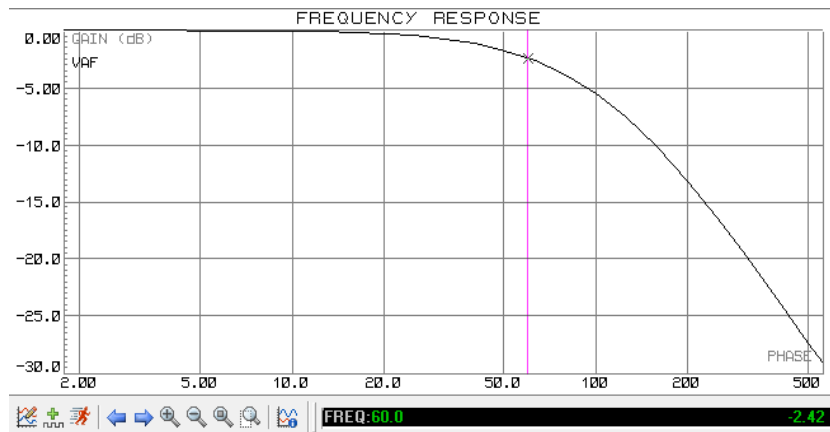
$$G_{Filtro} = \sqrt{0.3905^2 - 0.6493^2} = 0.757$$

Con este valor de ganancia del circuito y el voltaje de entrada de  $1.37\text{v}$ , el voltaje de salida  $V_4$  fue

$$\begin{aligned} V_4 &= 0.757 * 1.37\text{v} \\ V_4 &= 1.037090\text{v} \approx 1.037\text{v} \end{aligned}$$

Otra manera de evaluar la ganancia del filtro es mediante el análisis en frecuencia utilizando el diagrama de Bode. Éste muestra la gráfica de la magnitud y el ángulo de fase en función de la frecuencia, además de conocer las características de trabajo de la frecuencia y la estabilidad del mismo.

La Figura 4.11 muestra la respuesta en frecuencia del filtro Sallen Key, filtro pasa bajas de segundo orden.



**Figura 4.11. Respuesta en Frecuencia del Filtro**

*Fuente: Elaboración Propia*

Para conocer la ganancia del filtro se utiliza la siguiente ecuación

$$A(\text{dB}) = 20\log|k| \quad (4.5)$$

Dónde:

$A(\text{dB})$ , equivale a  $-2.42$ , a  $60 \text{ Hz}$  de Frecuencia

$k$ : Es el valor de la ganancia

Reemplazando valores

$$-2.42 = 20\log|k|$$

$$-0.121 = \log|k|$$

$$k = 0.756$$

Con ello se obtuvo un valor de ganancia similar al obtenido con la función de transferencia.

Este filtro deja pasar frecuencias hasta la frecuencia de corte y atenúa las frecuencias altas. La frecuencia de corte corresponde a la frecuencia a la cual la ganancia alcanza el 70.7% de su valor máximo. De esa manera podemos hallar la frecuencia de corte utilizando la Ecuación 2.18.

Los valores  $R_5$  y  $R_6$  son iguales, como  $C_1$  y  $C_2$ , como se observa en la Figura 4.10, se obtiene lo siguiente

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.5)$$

Dónde:

$f_c$ : Es la frecuencia de corte del filtro

$R$ : es el valor de las resistencias  $R_5 = R_6$

$C$ : Es el valor de los condensadores  $C_1 = C_2$

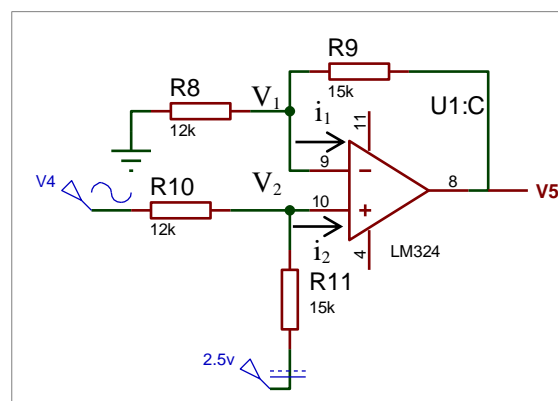
Reemplazando valores

$$f_c = \frac{1}{2\pi * 15k\Omega * 0.1\mu f} = 106.1Hz$$

Dado que la frecuencia de muestreo  $f_s = 4f = 240Hz$  y teniendo una frecuencia de corte igual a 106.1Hz, por teorema de Nyquist, el filtro diseñado trabaja en los márgenes correctos.

#### 4.1.2.5. Análisis del Offset

Esta es la última parte de la etapa de acondicionamiento de la señal, donde se diseñó un amplificador diferencial, dado que la señal tratada tiene valores positivos y negativos. La señal que requiere el microcontrolador opera entre valores positivos de 0 a 5v. Por este motivo se realiza la etapa de offset para dar un valor de 2.5v hacia arriba y así tener toda la señal en el semiciclo positivo. En la Figura 4.12 se muestra el circuito utilizado para el offset.



**Figura 4.12. Circuito Offset**

*Fuente: Elaboración Propia*

Realizando un análisis nodal en la entrada inversora del OPAMP, se tiene la siguiente ecuación

$$\frac{V_1 - V_5}{R_9} + \frac{V_1}{R_8} + i_1 = 0$$

Para  $i_1$  igual a 0, evaluando se obtuvo

$$\frac{V_5}{R_9} = V_1 * \left[ \frac{R_8 + R_9}{R_8 R_9} \right]$$

Al despejar  $V_1$

$$V_1 = V_5 * \left[ \frac{R_8}{R_8 + R_9} \right] \quad (4.6)$$

Dónde:

$V_1$ : Es el voltaje en el nodo inversor

$V_5$ : Es el voltaje de salida

$V_4$ : Es el voltaje de entrada

$R_8$  y  $R_9$ : Son las resistencias en el nodo inversor

Analizando el nodo no inversor, el cual se llamó  $V_2$

$$\frac{V_4 - V_2}{R_{10}} + \frac{2.5v - V_2}{R_{11}} + i_2 = 0$$

Para  $i_2$  igual a 0, despejando se obtuvo

$$\frac{V_4}{R_{10}} + \frac{2.5v}{R_{11}} = V_2 * \left[ \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10} R_{11}} \right]$$

Además, si  $V_2$  es igual a  $V_1$ , al reemplazar la Ecuación 4.6 en  $V_2$  se obtiene

$$\frac{V_4}{R_{10}} + \frac{2.5v}{R_{11}} = V_5 * \left[ \frac{R_8}{R_8 + R_9} \right] * \left[ \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10} R_{11}} \right]$$

Siendo  $R_8$  igual a  $R_{10}$  y  $R_9$  igual a  $R_{11}$ , al despejar se obtuvo

$$V_5 = V_4 * \left(\frac{R_9}{R_8}\right) + 2.5v$$

De esta ecuación se obtuvo la ganancia de la etapa del offset, dada la relación voltaje de salida sobre voltaje de entrada

$$G_{Offset} = \left(\frac{15k}{12k}\right) = 1.25$$

Por lo tanto, el valor del voltaje de salida es

$$V_5 = [1.037v * (1.25)] + 2.5v$$

$$V_5 = 1.29V_{AC} + 2.5V_{DC}$$

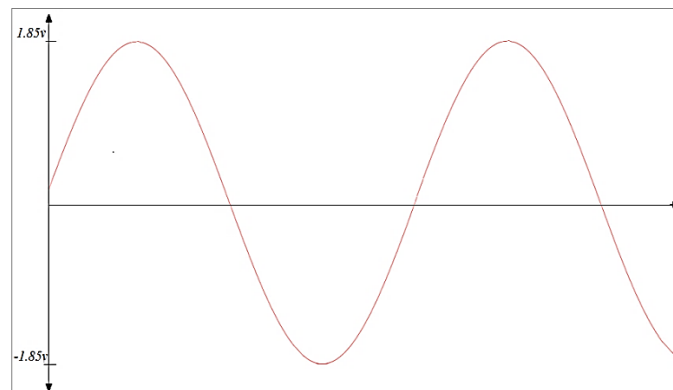
Obteniendo el valor pico o máximo de la señal, se calcula el rango en el semiciclo positivo de la señal de salida del offset, utilizando la Ecuación 2.7 como sigue

$$V_{rms-offset} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$$

Reemplazando

$$V_{m\acute{a}x} = 1.29 * \sqrt{2} = 1.82v$$

En la Figura 4.13 se observa la señal de salida en AC.



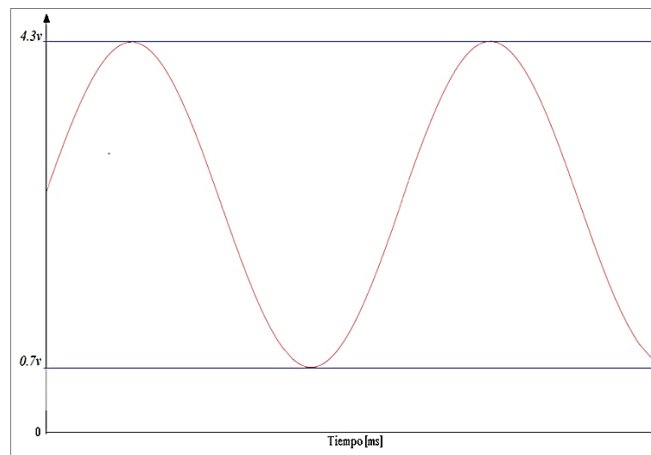
**Figura 4.13. Señal obtenida en AC**

*Fuente: Elaboración Propia*

El diseño posee  $2.5v$  en DC, para obtener la señal final del offset se calcula de la siguiente manera:

$$V_{\text{máx-superior}} = 1.82v + 2.5v = 4.32v \approx 4.3v$$
$$V_{\text{máx-inferior}} = -1.82v + 2.5v = 0.680v \approx 0.7v$$

La Figura 4.14 muestra el desplazamiento obtenido en el eje “y”.



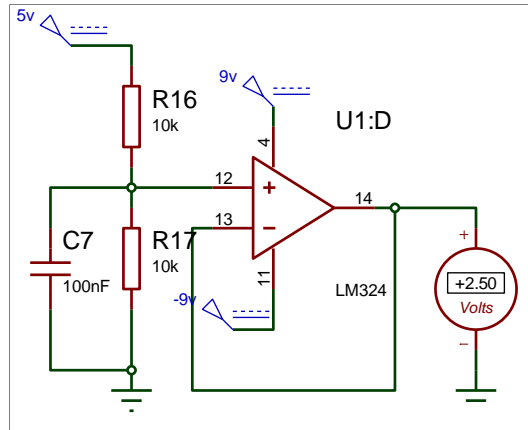
**Figura 4.14. Señal de salida en DC del offset**

*Fuente: Elaboración Propia*

#### **4.1.2.6. Circuito para generar los 2.5VDC**

Los OPAMPS se alimentan de una fuente simétrica externa de  $9v$  y el microcontrolador se alimenta de  $5v$  de continua. Es de este último que se obtuvo los  $2.5v$  a partir de un divisor de voltaje. A su salida se coloca un capacitor cerámico en paralelo para limitar posible ruido en la señal. Posterior a ello, se colocó un seguidor de voltaje para obtener  $2.5v$  libre de acoples de impedancias, como se muestra en la Figura 4.15.





**Figura 4.15. Señal de continua de 2.5v**

*Fuente: Elaboración Propia*

### 4.1.3. Diseño del Software

Una vez obtenida la señal que ingresa al microprocesador, se realizó la programación en PICC Compiler. Para ello se tuvo en cuenta las siguientes consideraciones.

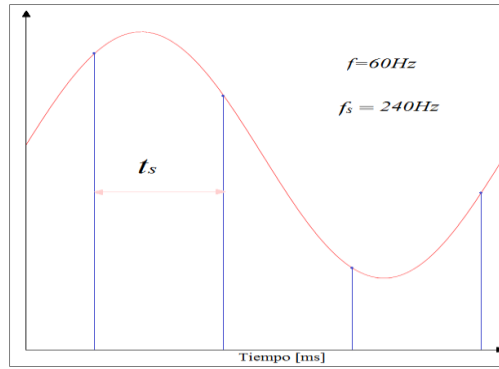
#### 4.1.3.1. Frecuencia y Tiempo de muestreo

La frecuencia de muestreo utilizada fue 4 veces la frecuencia de la red. Dado que era necesario tomar cuatro muestras de la señal en un frame.

Si la frecuencia de la red eléctrica es 60Hz, entonces la frecuencia de muestreo se determina por la siguiente ecuación:

$$f_s = 4(60Hz) = 240Hz \quad (4.7)$$

En la Figura 4.16 se observa que se toman 4 muestras por ciclo, para una frecuencia de muestreo de 240Hz.



**Figura 4.16. Frecuencia y tiempo de muestreo de la señal**

*Fuente: Elaboración Propia*

El tiempo de muestreo es inversamente proporcional a la frecuencia de muestreo, de esa manera se obtuvo

$$T = t_s = \frac{1}{f_s} \quad (4.8)$$

Reemplazando valores

$$t_s = \frac{1}{240\text{Hz}} = 4.1\hat{6}\text{ms}$$

Este valor obtenido es el tiempo transcurrido entre cada punto tomado de la señal.

#### 4.1.3.2. EL TIMER1

Para obtener el tiempo de muestreo de una forma precisa, se utiliza un Timer, el cual fija el tiempo donde se tomará cada muestra. El microcontrolador seleccionado posee 3 Timers, los cuales pueden operar de modo contador o temporizador. Utilizaremos el Timer1 de 16 bits para generar una interrupción cuando éste se desborde. Para calcular el valor a cargar en el Timer1 se utiliza la siguiente Ecuación

$$t_s = \frac{4}{f_{osc}} * Preescaler * (65536 - x) \quad (4.9)$$

Dónde:

$t_s$ : Es el tiempo de muestreo

$f_{osc}$ : Es la frecuencia de oscilación interna del PIC

32MHz

$x$ : Es el valor a cargar en el Timer1

Preescaler: Es un divisor de fr. programable

Reemplazando valores en la Ecuación 4.9

$$4.16 * 10^{-3} = \frac{4}{32 * 10^6} * 1 * (65536 - x)$$
$$x = 32203$$

Con ello se obtuvo el valor "x" cargado en la programación para el TMR1.

#### **4.1.3.3. Resolución del ADC**

Esta resolución es determinada por el número de bits usados para representar la señal analógica. El rango de conversión del ADC es de 10bits, es decir que divide el rango de voltaje en  $2^{10}$  divisiones.

Utilizando la Ecuación 2.8, se obtuvo lo siguiente:

$$Resolución = \frac{5v}{1023} = 0.00488v \approx 5mv$$

#### **4.1.3.4. Velocidad del puerto serial**

La velocidad del puerto serial se configuró a una velocidad de transmisión de 38400 Baudios, lo que significa que es capaz de transmitir un máximo de 38400 bits/segundo. La velocidad de transmisión es 38400 entre 10, este último es la cantidad de bits a transmitir, 8 bits de datos y 2 bits para los bits de inicio y de parada. Con lo cual se obtuvo la velocidad de baudio de 3840 bytes por segundo.

Con ello se puede decir que entre cada flanco de subida se tiene 1 entre 3840 bytes por segundo, cuyo resultado es 0.26ms por byte.

Si se desea imprimir 17 bytes en el programa, que corresponden a las muestras, el voltaje pico en la entrada del ADC, el voltaje RMS en la entrada y el contador de frames. Entonces se tiene el siguiente Tiempo de transmisión ( $t_{tx}$ )

$$t_{tx} = 0.26 \frac{ms}{byte} * 17 byte \quad (4.10)$$
$$t_{tx} = 4.42ms$$

Los 4.42ms obtenidos, indican el tiempo para poder transmitir por el UART e imprimir los datos en el computador. Para un valor menor de bits por segundo, no sería posible transmitir los datos deseados, por ello se optó por utilizar los 38400 baudios.

#### **4.1.3.5. Configuración de pines del microcontrolador**

Previo a la programación se identificó los pines a utilizar para cada entrada o salida del microcontrolador. Considerando los datos en la Figura 4.6, se define lo siguiente:

1. Los Pines 2 (RA4) y 3 (RA5) son seleccionados para la comunicación serie con el PICKit 2, para el modo UART.
2. El Pin 4 (RA3) hace la función del Master Clear para sus 3 modos de operación (Activo, inactivo y programación).
3. Por el Pin 5 (RA2) es el pin habilitado para la conversión A/D. Por este pin ingresa la señal resultante del acondicionamiento de señal, para luego ser procesada en el microcontrolador.
4. El Pin 6 (RA1) es la señal de reloj que verifica el tiempo de muestreo.
5. Los pines de programación del microcontrolador son el pin 6 (PGD) y el pin 7 (PGC).

#### 4.1.3.6. Determinación de las Variables

Como datos principales se tienen las ganancias obtenidas en el análisis de la etapa de acondicionamiento de la señal. A las cuales, se asignaron las siguientes variables:

- a) Al factor de reducción del transformador, obtenido en el punto 4.1.2.1, se le asignó la variable ALPHA, con un valor de:

$$\alpha = 0.055$$

- b) Al factor de conversión del A/D, se le denominó BETA, y se obtuvo de la siguiente manera:

$$\beta = \frac{2^{N-1}}{V_{in}}$$

Dónde:

*N: Es la cantidad de Bits utilizados por el ADC*

*V<sub>in</sub>: Es el Voltaje de alimentación del microcontrolador*

Reemplazando tenemos

$$\beta = \frac{1023}{5v} = 204.6$$

- c) Se denominó GAMMA a la ganancia determinada por el producto de los siguientes valores:

$$\gamma = G_{Div} * G_{buffer} * G_{Filtro} * G_{Offset}$$

Reemplazando los valores obtenidos

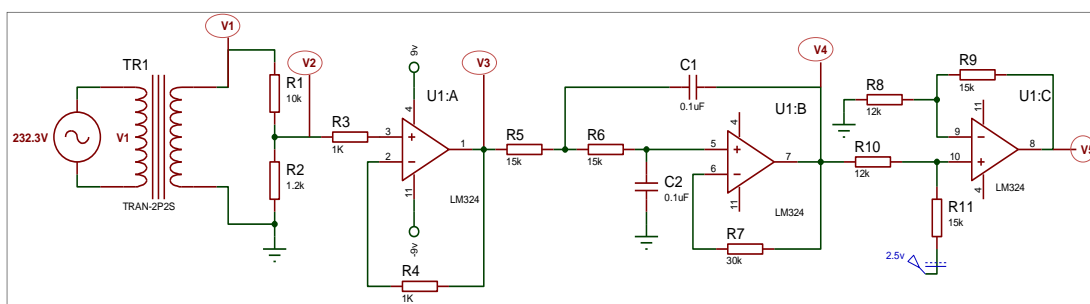
$$\gamma = 0.107 * 1 * 0.757 * 1.25 = 0.10125$$

Determinadas estas variables, es posible iniciar la programación basados en el diagrama de flujo mostrado en el ANEXO 4.

## V. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

### 5.1. Resultados

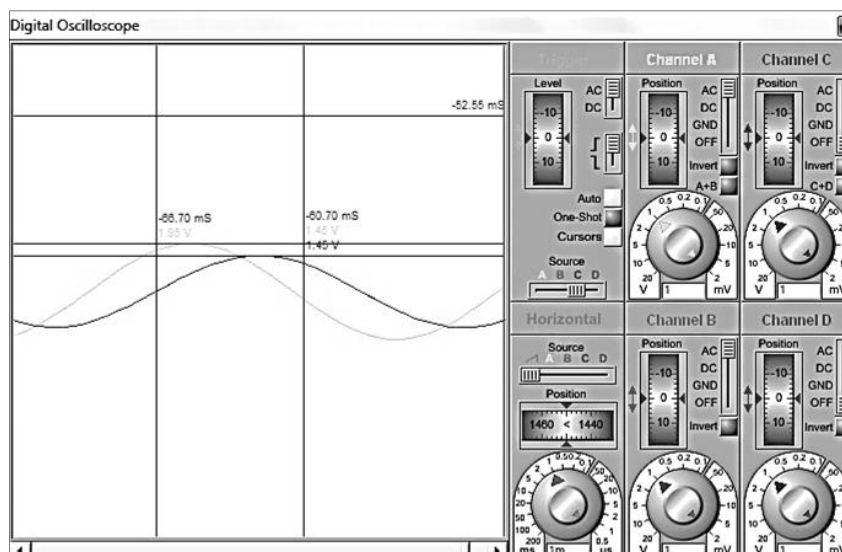
La Figura 5.1 muestra una salida de voltaje por cada bloque del diseño, así se tiene  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$  y  $V_5$ . De manera teórica se halló estos valores de voltaje, además se simuló e implementó el sistema en una tarjeta impresa, ANEXO 3.



**Figura 5.1. Etapa de Acondicionamiento de la Señal**

*Fuente: Elaboración Propia*

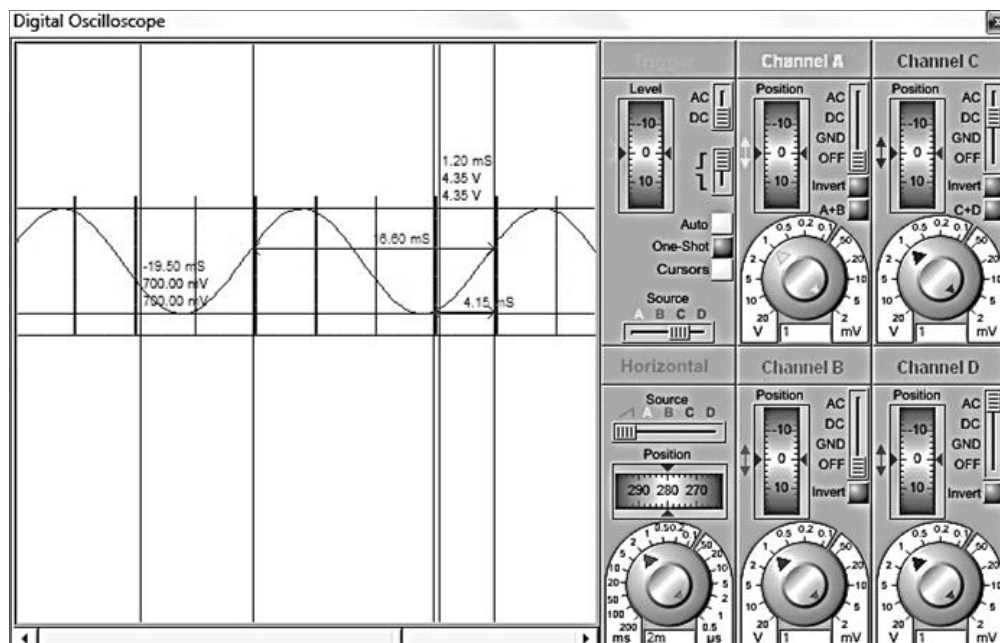
En la Figura 5.2 se observa el osciloscopio donde se muestra la gráfica de la amplitud respecto al tiempo, de las señales obtenidas en el circuito buffer y el filtro activo. Se observa el desfase de la señal tras ingresar al filtro Sallen Key.



**Figura 5.2. Simulación en Proteus-Señales de salida del Buffer y el Filtro**

*Fuente: Elaboración Propia*

En la Figura 5.3 se observa la señal de salida del circuito Offset, correspondiente a la señal senoidal de 4.35v de valor de voltaje pico o máximo superior y 700mv de voltaje máximo inferior, los cuales concuerdan con los valores obtenidos teóricamente. También se visualiza la señal de salida del microcontrolador, señal de reloj que verifica el tiempo de muestreo.



*Fuente: Elaboración Propia*

Se realizaron pruebas de medición en cada uno de los puntos de salida de voltaje indicados en la Figura 5.1, de ese modo tenemos los datos agrupados en la Tabla 5.1, correspondientes al voltaje del transformador, Buffer, Filtro, y Offset. Con esos valores se calculó las ganancias como se muestran a continuación.

**Tabla 5.1:** *Prueba 1 - Lectura de voltajes y ganancias del Acondicionamiento*

N°	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	G <sub>buffer</sub>	G <sub>filtro</sub>	G <sub>offset</sub>
1	12.8	1.39	1.214	1.517	0.1086	0.8734	1.2496
2	12.81	1.392	1.217	1.52	0.1087	0.8743	1.2490
3	12.79	1.39	1.218	1.521	0.1087	0.8763	1.2488
4	12.8	1.391	1.217	1.52	0.1087	0.8749	1.2490
5	12.79	1.39	1.219	1.523	0.1087	0.8770	1.2494
6	12.8	1.392	1.222	1.525	0.1088	0.8779	1.2480
7	12.81	1.393	1.223	1.527	0.1087	0.8780	1.2486
8	12.83	1.395	1.223	1.526	0.1087	0.8767	1.2478
9	12.81	1.393	1.222	1.525	0.1087	0.8772	1.2480
10	12.82	1.394	1.223	1.527	0.1087	0.8773	1.2486

*Fuente: Elaboración Propia*

Para esta prueba se obtuvo valores de voltajes aproximados a los valores calculados para su funcionamiento ideal. Sin embargo existían diferencias con respecto a la ganancia del filtro. Posteriormente se verificó los valores de los componentes capacitivos, cambiándose los capacitores del filtro activo por unos de valor más exacto. De esa manera se midió voltajes, los cuales se registraron en la Tabla 5.2.

**Tabla 5.2:** *Prueba 2 - Lectura de voltajes y ganancias del Acondicionamiento*

N°	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	G <sub>buffer</sub>	G <sub>filtro</sub>	G <sub>offset</sub>
1	12.79	1.393	1.048	1.308	0.1089	0.7523	1.2481
2	12.8	1.393	1.049	1.309	0.1088	0.7531	1.2479
3	12.82	1.394	1.05	1.31	0.1087	0.7532	1.2476
4	12.82	1.395	1.051	1.312	0.1088	0.7534	1.2483
5	12.84	1.397	1.053	1.312	0.1088	0.7538	1.2460
6	12.83	1.396	1.052	1.313	0.1088	0.7536	1.2481
7	12.84	1.396	1.052	1.313	0.1087	0.7536	1.2481
8	12.84	1.396	1.052	1.313	0.1087	0.7536	1.2481
9	12.84	1.398	1.053	1.315	0.1089	0.7532	1.2488
10	12.72	1.384	1.042	1.3	0.1088	0.7529	1.2476

*Fuente: Elaboración Propia*

Se elaboró un cuadro comparativo entre los valores teóricos y experimentales, de esa manera se muestra la Tabla 5.3.



**Tabla 5.3:** Comparación entre voltajes y ganancias del Sistema

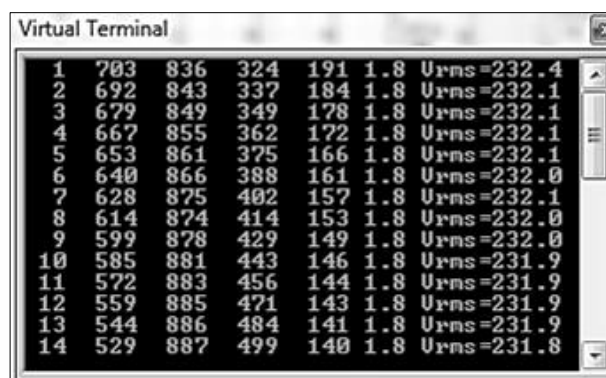
Variable	Valores	Valores
	Teóricos	Experimentales
Voltaje de red	232.3v	232.3v
Voltaje Transf.	12.8v	12.826v
Factor Transf.	0.055	0.055
Ganancia divisor	0.107	0.11
Ganancia buffer	1	1
Ganancia filtro	0.757	0.75
Ganancia offset	1.25	1.25

*Fuente: Elaboración Propia*

Como se puede apreciar en la Tabla 5.3, es relativamente pequeña la variación de los valores de las ganancias respecto al valor teórico, eso sucede debido a los valores de los componentes y sus tolerancias.

### 5.1.1. Impresión de frame durante la simulación

La Figura 5.4 muestra la lectura en el virtual terminal, emulador de puerto serie, durante la simulación en Proteus. Para un voltaje patrón de entrada de 232.3v.



Frame	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	Urms=
1	703	836	324	191	1.8	Urms=232.4									
2	692	843	337	184	1.8	Urms=232.1									
3	679	849	349	178	1.8	Urms=232.1									
4	667	855	362	172	1.8	Urms=232.1									
5	653	861	375	166	1.8	Urms=232.1									
6	640	866	388	161	1.8	Urms=232.0									
7	628	875	402	157	1.8	Urms=232.1									
8	614	874	414	153	1.8	Urms=232.0									
9	599	878	429	149	1.8	Urms=232.0									
10	585	881	443	146	1.8	Urms=231.9									
11	572	883	456	144	1.8	Urms=231.9									
12	559	885	471	143	1.8	Urms=231.9									
13	544	886	484	141	1.8	Urms=231.9									
14	529	887	499	140	1.8	Urms=231.8									

**Figura 5.4.** Simulación en Proteus-Virtual Terminal

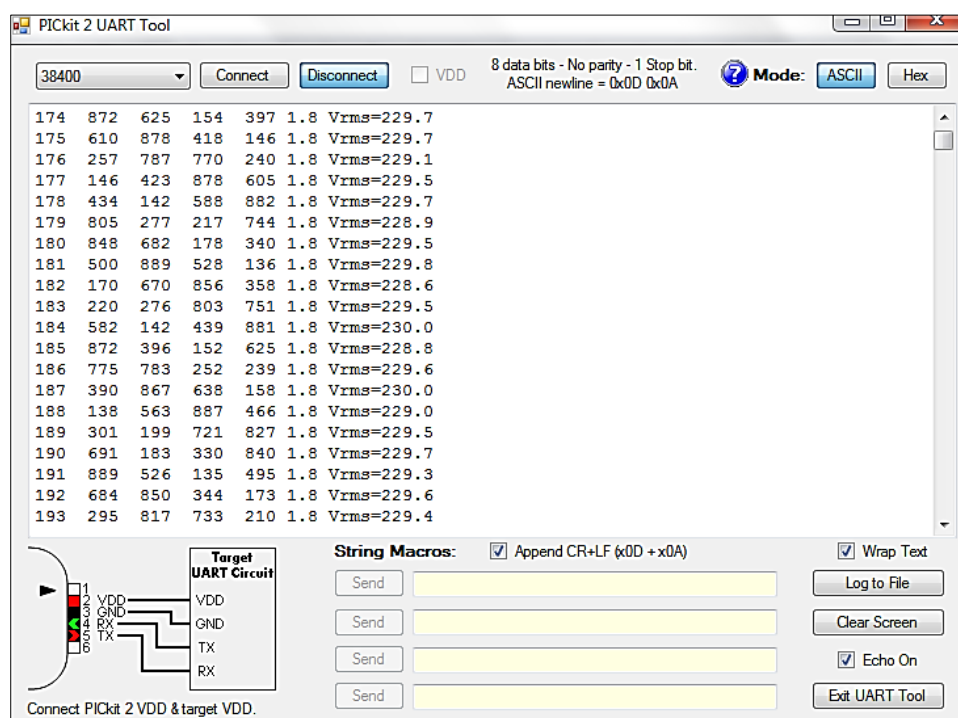
*Fuente: Elaboración Propia*

La primera columna del lado izquierdo del virtual terminal corresponde al contador de frames que va de 0 a 255, seguido de los 4 datos tomados de la señal de entrada, el voltaje de entrada en el ADC y la lectura del Vrms.

Estas variables corresponden a los 17 bytes de los cuales se habló en el punto 4.1.3.4 utilizados para calcular la velocidad de transmisión.

### 5.1.2. Impresión del frame cada 1s

La Figura 5.5 muestra la salida o impresión de las variables obtenidas de la etapa de acondicionamiento y el desarrollo del algoritmo, conectada a la PC mediante la comunicación serial UART. Dónde para cada contador de Frame demora 1 segundo para poder ser mostrado.



**Figura 5.5. Variables de salida del sistema-UART PICKit2**

*Fuente: Elaboración Propia*

El voltaje RMS mostrado en cada frame corresponde al valor promedio de éste por cada segundo.

## 5.2. Discusión de Resultados

En la Tabla 5.1, se muestra valores de voltaje mayores a los requeridos, además de un valor promedio de Ganancia de filtro muy lejana a la calculada. Se muestran las ganancias promedio del buffer, filtro y offset.

$$G_{Prom. buffer} = 0.11$$

$$G_{Prom. Filtro} = 0.88$$

$$G_{Prom. Offset} = 1.25$$

Evaluando el circuito, en primera instancia se asumió que aquella diferencia de voltaje se debió a las tolerancias de los componentes resistivos del filtro. Si bien se conoce que estos valores pueden aumentar o disminuir en  $\pm 5\%$  según el tipo elegido; sin embargo, este problema se debió a los valores reales de los capacitores del filtro, dando como resultado un aumento en el voltaje de salida de esta subetapa del acondicionamiento.

Para este diseño el valor real medido del capacitor cerámico debe ser lo más preciso o cercano al valor calculado para evitar que la ganancia del filtro se vea afectada. Al cambiar los capacitores del filtro por unos de mayor precisión en su valor, se realizaron nuevas pruebas de medición de voltaje como se muestra en la Tabla 5.2. De esa manera, las ganancias promedio calculadas con los datos de la tabla 5.2 son las siguientes:

$$G_{Prom. buffer} = 0.11$$

$$G_{Prom. Filtro} = 0.75$$

$$G_{Prom. Offset} = 1.25$$

Se calculó el valor promedio del Voltaje RMS para los datos obtenidos, mostrados en la Figura 5.5. Se promedió los 10 primeros valores, obteniéndose así un Voltaje RMS promedio como se muestra:

$$V_{rms Prom.} = 229.4v$$

Al mismo tiempo se midió el voltaje brindado por la red eléctrica con el equipo Hyelec, mostrado en el ANEXO 7, dando una lectura promedio de 229.6v, la cual se denominó voltaje Patrón.

Con ambos voltajes se obtiene el error de medición ( $e_m$ ) de lectura de nuestro sistema, definido de la siguiente manera:

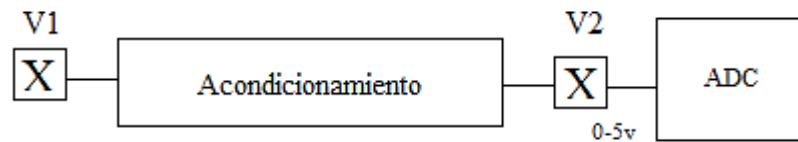
$$e_m = \text{Voltaje Patrón} - \text{Voltaje del algoritmo}$$

$$e_m = 229.6v - 229.4v = 0.2v$$

Entonces tenemos que nuestro sistema posee un error de medición de 0.2v respecto al valor del voltaje de la red eléctrica.

### 5.2.1. Efecto de Reducir el rango del ADC

Teniendo un Valor RMS promedio de entrada V1 de 229.6v, su valor pico de 324.7v y su valor pico-pico de 649.4v, el cual bajo el efecto de la ganancia obtenida del acondicionamiento se obtiene un V2. Este voltaje debe cumplir las condiciones para poder ser leído por el ADC, en otras palabras debe estar en el rango de 0-5v.



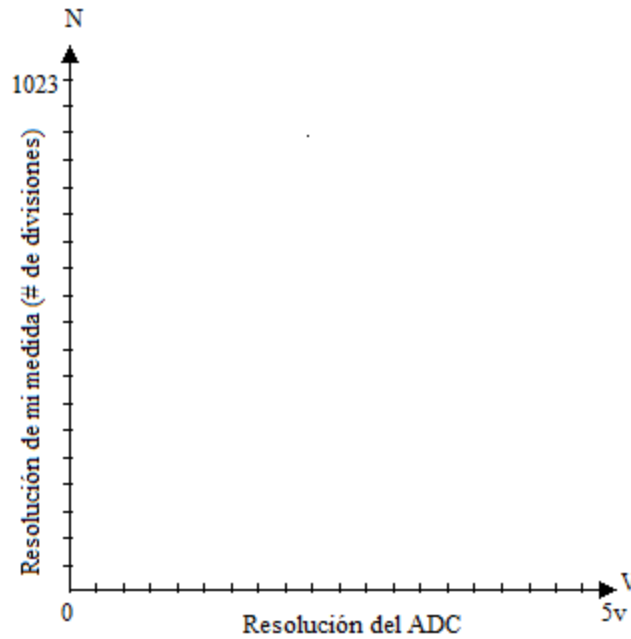
**Figura 5.6. Diagrama de Bloques**

*Fuente: Elaboración Propia*

La Figura 5.7 representa la escala máxima de nuestro sistema. Si tengo un rango de entrada en el ADC de 0-5V, la resolución del ADC respecto a los 1023 número de divisiones sería:

$$R_{ADC} = \frac{5}{1023} = 0.004887 \cong 5mv$$

De esta manera, entre uno y otro valor de voltaje leído por el ADC hay una variación de 5mv.



**Figura 5.7. Resoluciones Full escala**

*Fuente: Elaboración Propia*

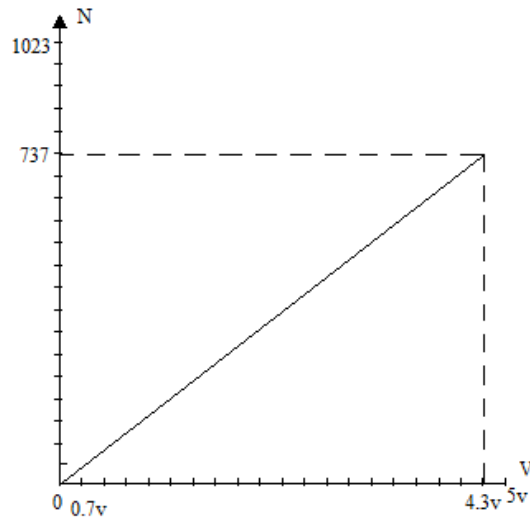
Sin embargo, nuestra señal de entrada en el ADC está entre los valores pico máximo y pico mínimo de 4.3v y 0.7v, calculados previamente en el análisis del circuito Offset. De ello se tiene que la señal no utiliza los 5v, puesto que hay una diferencia de 1.4v que no se emplean entre los valores pico de nuestra señal V2. Entonces mi nuevo rango de voltaje es el siguiente:

$$V_{ADC} = 5v - 1.4v = 3.6v$$

Con este valor se calcula el número de divisiones al cual responde nuestro sistema. Entonces si 5v es a 1023 número de divisiones, 3.6v equivale a lo siguiente:

$$N = \frac{3.6v * 1023}{5v} = 737$$

La figura 5.8 muestra la relación existente entre mi valor medido y el nuevo número de divisiones correspondientes en el ADC.



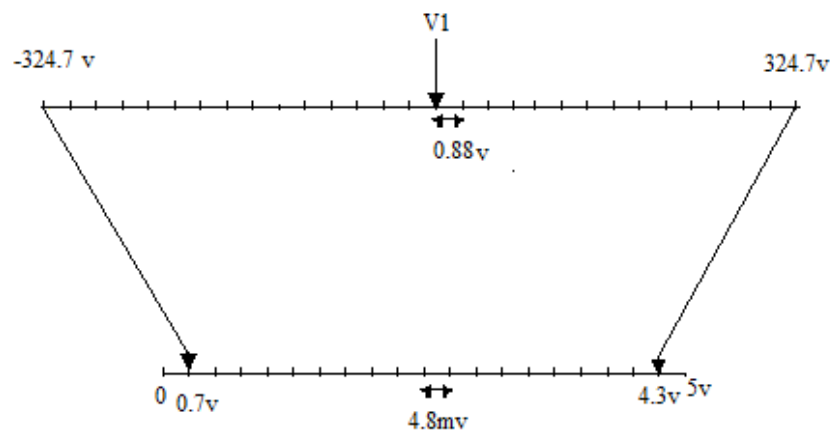
**Figura 5.8. Resolución de la medida del sistema**

*Fuente: Elaboración Propia*

Si sabemos que a la entrada se tiene un valor Pico-pico de 649v. Entonces el Rango de mi medida se determina de la siguiente manera:

$$R_m = \frac{649v}{737} = 0.88v \cong 1$$

En la Figura 5.8 se observa la relación entre el V1 y V2 respecto a sus resoluciones. De esa manera, mientras el V2 posee una resolución de 4.8mv, el V1 posee un rango de 0.88v. Esto quiere decir que para cada cambio de lectura en el ADC se va a ver reflejado en un cambio de 1v en la entrada del sistema.



**Figura 5.9. Relación de las Resoluciones de la medida del sistema**

*Fuente: Elaboración Propia*

## CONCLUSIONES

1. Se diseñó e implementó un sistema basado en los filtros SAL y CAL para medir el  $V_{rms}$  de una señal senoidal.
2. Los filtros SAL y CAL brindan resultados con buena precisión al evaluar, en este caso, las variables eléctricas de AC, acompañado de un correcto diseño electrónico.
3. Las funciones de Walsh, son funciones ortogonales de orden N, que trabajan con valores de +1 y -1. Dos de estas funciones poseen una similitud con las funciones seno y coseno, a las cuales se ha llamado SAL y CAL.
4. Una ventaja de utilizar las funciones de Walsh para el filtrado de señales es que convierten la parte irracional en asignaciones de signos a los valores de las muestras, haciendo mucho más sencillo el cálculo de éstos.
5. El valor del error de medición respecto al voltaje patrón de la red es de 0.2v. El rango de mi medida, para una resolución del ADC de 0.5mv, respecto a los 737 número de divisiones, es aproximadamente 1v de resolución.

## **RECOMENDACIONES**

1. Si se desea diseñar un dispositivo de medición comercial, se recomienda continuar con el prototipo, verificando que los valores de los componentes a utilizar no sean tan lejanos a los teóricos, dadas las tolerancias que posee cada uno. Así mismo, implementar escalas para distintas lecturas de voltaje.
2. Este sistema muestra los resultados obtenidos en el computador mediante comunicación serial; sin embargo, si se desea visualizar en una LCD fija en la tarjeta, es necesario cambiar el microcontrolador por uno que tenga las características necesarias para ser implementado.
3. Realizar un mejor análisis de errores para el sistema que se desea diseñar.



## REFERENCIAS

- Aliaga Zegarra, A. S. (1979). *Microprocessor-Based Time Overcurrent Relay: development simulation, design and testing*. Tesis de Maestría, Ohio University, Ohio.
- Alvarado, J. P. (2011). *Procesamiento Digital de señales*. Tesis de Maestría. Costa Rica.
- Burgue, M. (1999). *Diccionario de filosofía*. México.
- Corona Ramírez, L. G., Abarca Jiménez, G. S., & Mares Carreño, J. (2014). *Sensores y Actuadores*. México: Grupo Editorial Patria.
- Díaz Verduzco, I. (1994). *Estudio comparativo de algoritmos de filtrado digital para protección de Líneas de transmisión*. Tesis de Maestría, UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN, San Nicolás de los Garza N.L.
- Dorf, R. C., & Svoboda, J. A. (2006). *Circuitos Eléctricos* ( 6ta. Edición ed.). México: ALFAOMEGA GRUPO EDITOR, S.A. de C.V.
- Elias, S. E. (s.f.). *Corriente Alterna*.
- Huircán, J. I. (2007). *Convertidores Análogo-Digital y Digital-Análogo: Conceptos Básicos*.
- Jiménez Tintaya, C. O. (2007). Procesamiento Digital de Señales Sísmicas con MATLAB. *Revista de Investigación de Física Vol.10 N°2*, 7.
- MICROCHIP Technology Inc. (2008). PICkit 2 Programmer/ Debugger User's Guide. U.S.A.

- Molina Martínez, J. M., Cánovas Rodríguez, F. J., & Ruz Vila, F. A. (2012). *Corriente Alterna Monofásica y Trifásica: Fundamentos de electrotecnia para ingenieros* (Vol. 7). Barcelona: Marcombo S.A.
- Pallás, R. (2004). *Sensores y acondicionadores de señal*. Marcombo.
- Proakis, J. G., & Manolakis, D. G. (2007). *Tratamiento Digital de Señales* (Cuarta Edición ed.). Madrid: Pearson Educación S.A.
- Rashid, M. H. (2000). *Circuitos Microelectrónicos análisis y diseño*. México: International Thomson Editores, S.A. de C.V.
- Santamaría Hernanz, G., & Castejón Oliva, A. (2009). *Electrotecnia*. Editex.
- Sosa, P. M. (2016). *Calculando la no linealidad de funciones booleanas con la Transformación de Walsh Hadamard*. UCSB, Santa Barbara, CA - USA.
- TEXAS INSTRUMENTS. (2002). *Analysis of the Sallen-Key Architecture. Application Report*.
- Tocci, R. J., Widmer, N. S., & Moss, G. L. (2007). *SISTEMAS DIGITALES - Principios y Aplicaciones*. México: Pearson Educación.
- Veiga Benini, F. A. (2017). *Transformada de Walsh-Hadamard para ingenieros como introducción a la transformada de Fourier*. VI Semana de Matemática y Educación. Sao Paulo.

## **ANEXOS**

## ANEXO 1: Variación de Amplitud, Frecuencia y Fase de AC

```
%% Variación de la amplitud en la función SENO
clc;clear;
A=220;
A1=A/2;
A2=A1/2;
f=60;
W=2*pi*f;
t=0:0.0001:0.033;
sen=A*sqrt(2)*sin(W*t);
sen1=A1*sqrt(2)*sin(W*t);
sen2=A2*sqrt(2)*sin(W*t);
plot(t,sen,'r',t,sen1,'b',t,sen2,'g');
title('Señal continua y Discreta')
grid on
```

```
%% Variación de la frecuencia:
```

```
clc;clear;
A=220;
f=60;
W=2*pi*f;
W1=2*pi*2*f;
W2=2*pi*(f/2);
t=0:0.0001:0.1;

sen=A*sqrt(2)*sin(W*t);
sen1=A*sqrt(2)*sin(W1*t);
sen2=A*sqrt(2)*sin(W2*t);
subplot(3,1,1)
plot(t,sen,'r')
subplot(3,1,2)
plot(t,sen1,'b')
subplot(3,1,3)
plot(t,sen2,'g');
grid on
```

```
%% Variación de Fase
```

```
clc;clear;
A=1;
f=60;
W=2*pi*f;
t=0:0.0001:0.1;

sen=A*sqrt(2)*sin(W*t);
sen1=A*sqrt(2)*sin(W*t+(pi/2));
sen2=A*sqrt(2)*sin(W*t+pi);
subplot(3,1,1)
plot(t,sen,'r')
subplot(3,1,2)
plot(t,sen1,'b')
subplot(3,1,3)
plot(t,sen2,'g');

grid on
```

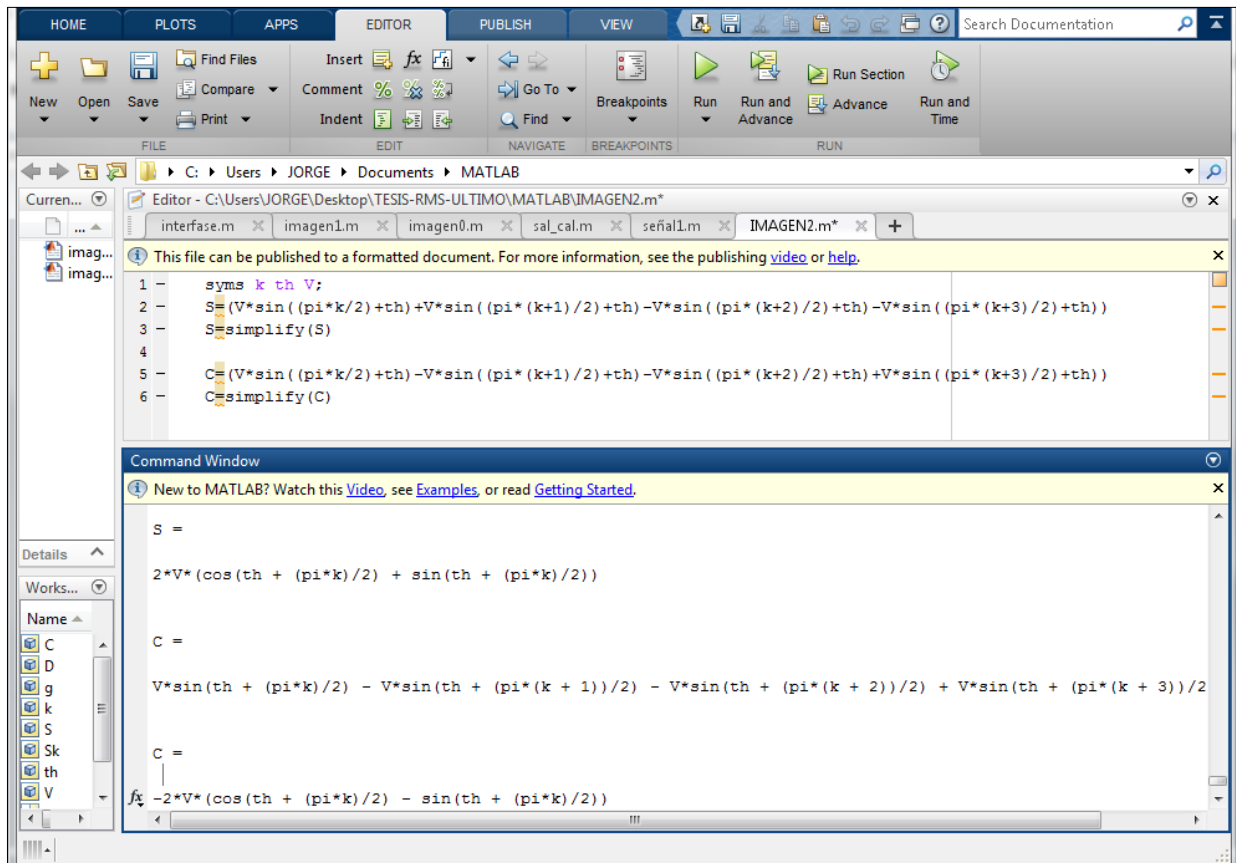
## ANEXO 2: Simplificación de SAL y CAL mediante MATLAB

### a) Simplificación de la Ecuación inicial de SAL

```
syms k th V;  
  
S=(V*sin((pi*k/2)+th)+V*sin((pi*(k+1)/2)+th)-  
V*sin((pi*(k+2)/2)+th)-V*sin((pi*(k+3)/2)+th))  
S=simplify(S)
```

### b) Simplificación de la Ecuación inicial de CAL

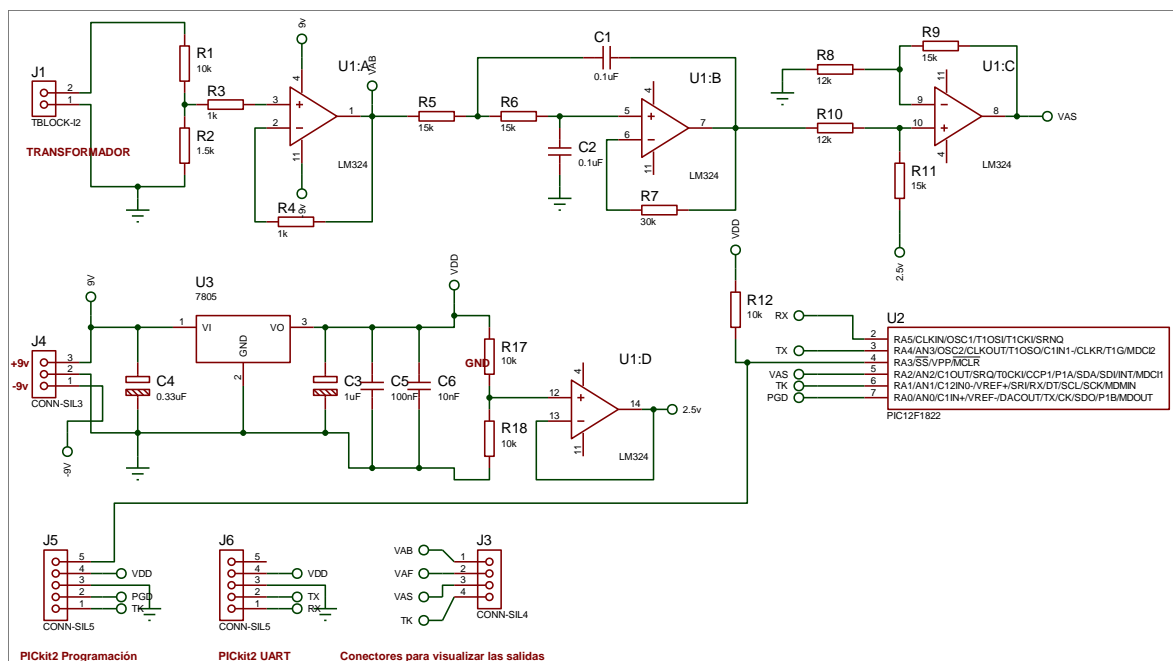
```
C=(V*sin((pi*k/2)+th)-V*sin((pi*(k+1)/2)+th)-  
V*sin((pi*(k+2)/2)+th)+V*sin((pi*(k+3)/2)+th))  
C=simplify(C)
```



*Fuente: Elaboración Propia*

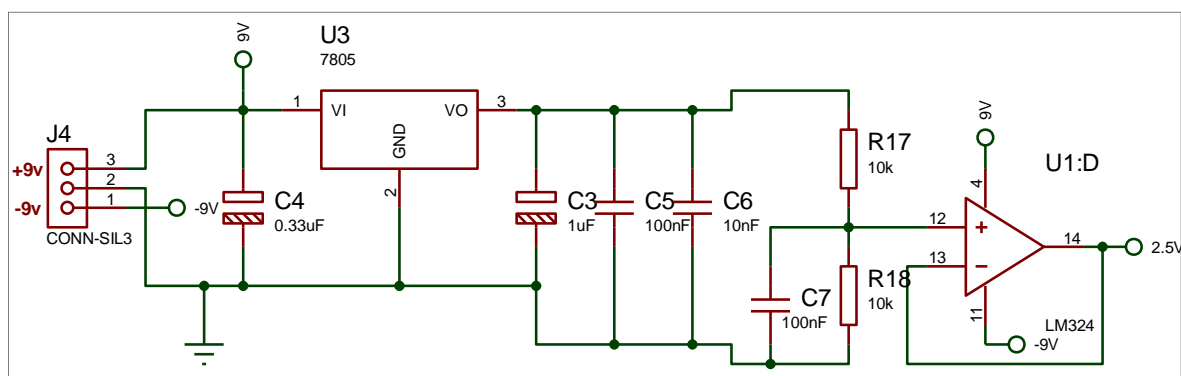
## ANEXO 3: Diseño de Circuitería y Tarjeta Impresa

### a) Esquemático del Sistema



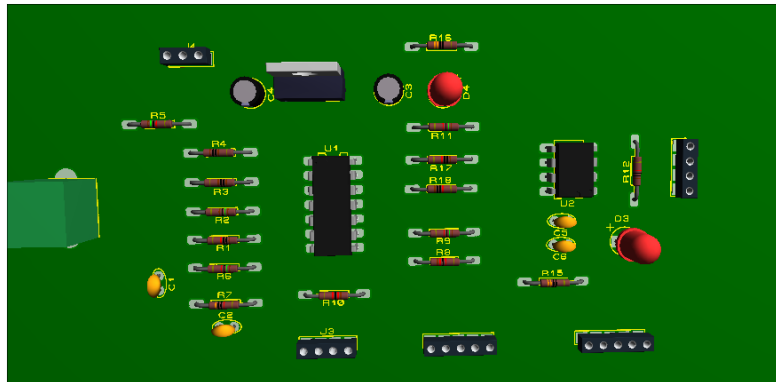
Fuente: Elaboración Propia

### b) Fuente regulada a 5v y 2.5v



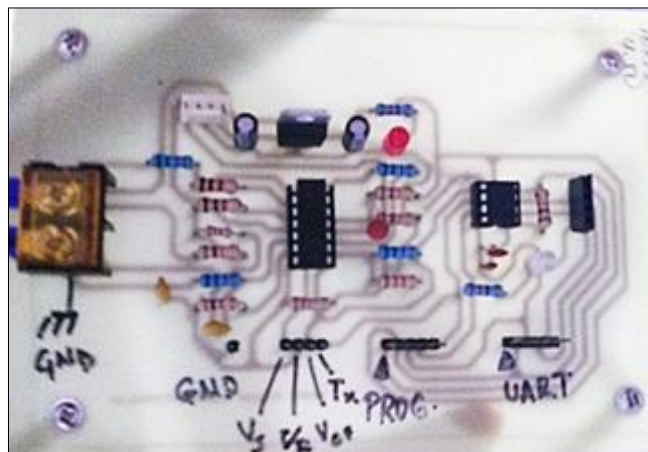
Fuente: Elaboración Propia

c) Visualización 3D del Circuito impreso



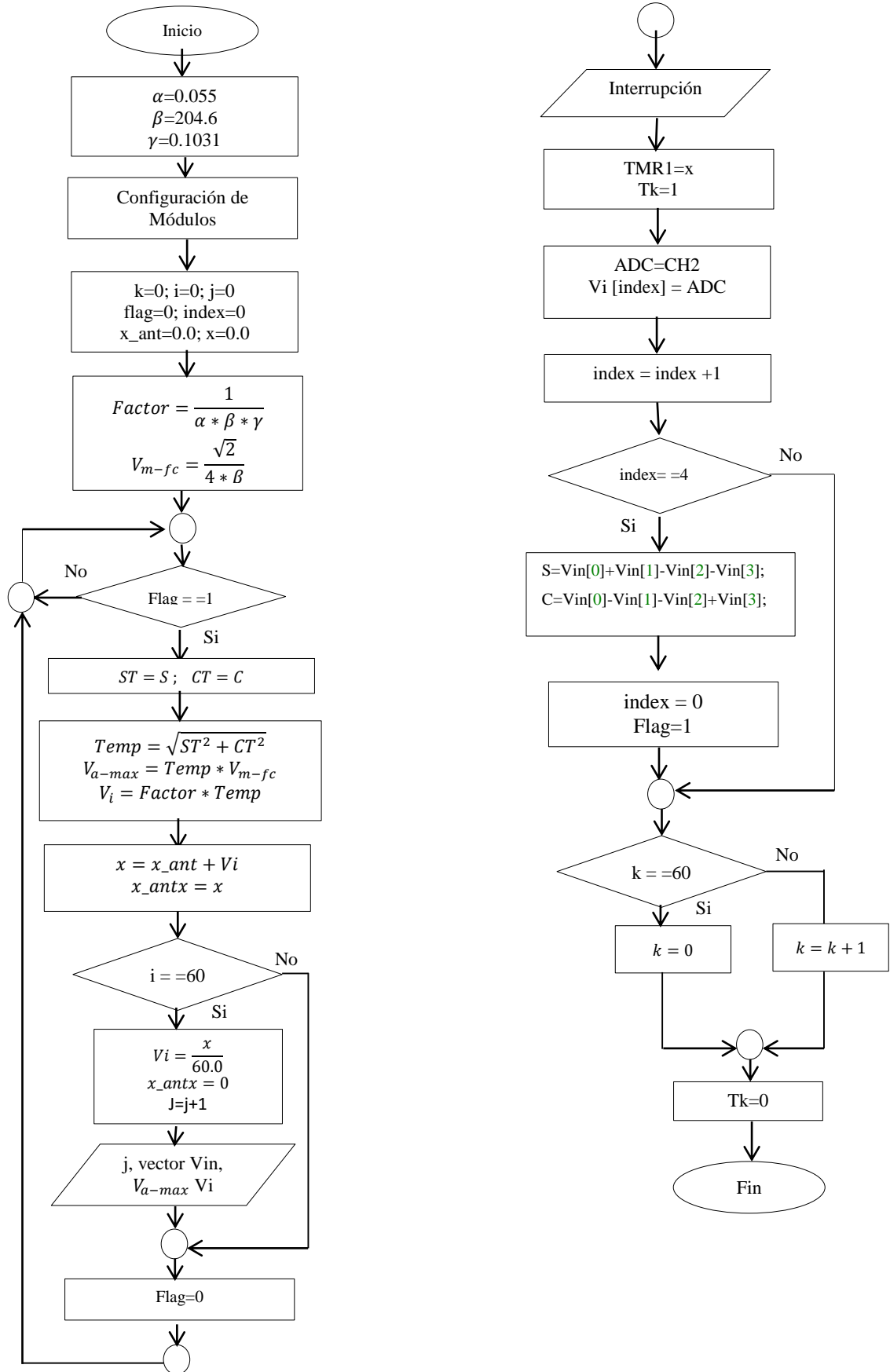
*Fuente: Elaboración Propia*

d) Implementación de la Tarjeta



*Fuente: Elaboración Propia*

## ANEXO 4: Diagrama de Flujo





## **ANEXO 5: DATASHEET OPAMP LM324**

# LM124/LM224/LM324/LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

## General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15V$  power supplies.

## Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage
- The unity gain cross frequency is temperature compensated
- The input bias current is also temperature compensated

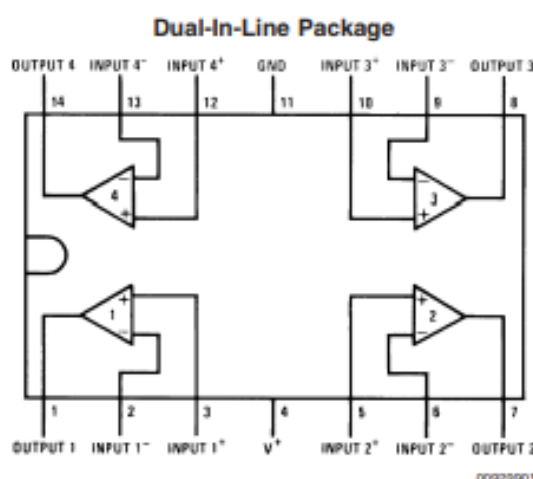
## Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and  $V_{OUT}$  also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

## Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:  
Single supply 3V to 32V  
or dual supplies  $\pm 1.5V$  to  $\pm 16V$
- Very low supply current drain (700  $\mu A$ )—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV and offset current: 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0V to  $V^+ - 1.5V$

## Connection Diagrams



Top View

Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883 (Note 2), LM124AJ/883 (Note 1), LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M, LM324MX, LM324AM, LM324AMX, LM2902M, LM2902MX, LM324N, LM324AN, LM324MT, LM324MTX or LM2902N LM124AJRQML and LM124AJRQMLV (Note 3)  
See NS Package Number J14A, M14A or N14A



## **ANEXO 6: DATASHEET PIC 12f1840**



# **PIC12(L)F1840**

## **Data Sheet**

8-Pin Flash Microcontrollers  
with nanoWatt XLP Technology

---

**Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:**

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break Microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

---

Information contained in this publication regarding device applications and the like is provided only for your convenience and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. MICROCHIP MAKES NO REPRESENTATIONS OR WARRANTIES OF ANY KIND WHETHER EXPRESS OR IMPLIED, WRITTEN OR ORAL, STATUTORY OR OTHERWISE, RELATED TO THE INFORMATION, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ITS CONDITION, QUALITY, PERFORMANCE, MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR PURPOSE. Microchip disclaims all liability arising from this information and its use. Use of Microchip devices in life support and/or safety applications is entirely at the buyer's risk, and the buyer agrees to defend, indemnify and hold harmless Microchip from any and all damages, claims, suits, or expenses resulting from such use. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any Microchip intellectual property rights.

#### Trademarks

The Microchip name and logo, the Microchip logo, dsPIC, KEELoQ, KEELoQ logo, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, PIC<sup>32</sup> logo, rPIC and UNi/O are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.


FilterLab, Hampshire, HI-TECH C, Linear Active Thermistor, MXDEV, MXLAB, SEEVAL and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

Analog-for-the-Digital Age, Application Maestro, CodeGuard, dsPICDEM, dsPICDEM.net, dsPICworks, dsSPEAK, ECAN, ECONOMONITOR, FanSense, HI-TIDE, In-Circuit Serial Programming, ICSP, Mindi, MiWi, MPASM, MPLAB Certified logo, MPLIB, MPLINK, mTouch, Omniscient Code Generation, PICC, PICC-18, PICDEM, PICDEM.net, PICKit, PICtail, REAL ICE, rLAB, Select Mode, Total Endurance, TSHARC, UniWinDriver, WiperLock and ZENA are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

SQTP is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2011, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.

ISBN: 978-1-61341-183-4

*Microchip received ISO/TS-16949:2002 certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona; Gresham, Oregon and design centers in California and India. The Company's quality system processes and procedures are for its PIC<sup>®</sup> MCUs and dsPIC<sup>®</sup> DSCs, KEELoQ<sup>®</sup> code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, nonvolatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001:2000 certified.*

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM  
CERTIFIED BY DNV  
= ISO/TS 16949:2002 =**



## 8-Pin Flash Microcontrollers with nanoWatt XLP Technology

### High-Performance RISC CPU:

- Only 49 Instructions to Learn:
  - All single-cycle instructions except branches
- Operating Speed:
  - DC – 32 MHz oscillator/clock input
  - DC – 125 ns instruction cycle
- Interrupt Capability with Automatic Context Saving
- 16-Level Deep Hardware Stack with Optional Overflow/Underflow Reset
- Direct, Indirect and Relative Addressing modes:
  - Two full 16-bit File Select Registers (FSRs)
  - FSRs can read program and data memory

### Flexible Oscillator Structure:

- Precision 32 MHz Internal Oscillator Block:
  - Factory calibrated to  $\pm 1\%$ , typical
  - Software selectable frequencies range of 31 kHz to 32 MHz
- 31 kHz Low-Power Internal Oscillator
- Four Crystal modes up to 32 MHz
- Three External Clock modes up to 32 MHz
- 4X Phase Lock Loop (PLL)
- Fail-Safe Clock Monitor:
  - Allows for safe shutdown if peripheral clock stops
- Two-Speed Oscillator Start-up
- Reference Clock module:
  - Programmable clock output frequency and duty-cycle

### Special Microcontroller Features:

- Full 5.5V Operation – PIC12F1840
- 1.8V-3.6V Operation – PIC12LF1840
- Self-Reprogrammable under Software Control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Programmable Brown-out Reset (BOR)
- Extended Watchdog Timer (WDT)
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via Two Pins
- Enhanced Low-Voltage Programming (LVP)
- Operating Voltage Range:
  - 2.3V-5.5V (PIC12F1840)
  - 1.8V-3.6V (PIC12LF1840)
- Programmable Code Protection
- Power-Saving Sleep mode

### Low-Power Features:

- Standby Current (PIC12LF1840):
  - 20 nA @ 1.8V, typical
- Operating Current (PIC12LF1840):
  - 34  $\mu$ A @ 1 MHz, 1.8V, typical
- Low-Power Watchdog Timer Current (PIC12LF1840):
  - 300 nA @ 1.8V, typical

### Analog Features:

- Analog-to-Digital Converter (ADC) module:
  - 10-bit resolution, 4 channels
  - Conversion available during Sleep
- Analog Comparator module:
  - One rail-to-rail analog comparator
  - Power mode control
  - Software controllable hysteresis
- Voltage Reference module:
  - Fixed Voltage Reference (FVR) with 1.024V, 2.048V and 4.096V output levels
  - 5-bit rail-to-rail resistive DAC with positive and negative reference selection

### Peripheral Highlights:

- 5 I/O Pins and 1 Input Only Pin:
  - High current sink/source 25 mA/25 mA
  - Programmable weak pull-ups
  - Programmable interrupt-on-change pins
- Timer0: 8-Bit Timer/Counter with 8-Bit Prescaler
- Enhanced Timer1:
  - 16-bit timer/counter with prescaler
  - External Gate Input mode
  - Dedicated, low-power 32 kHz oscillator driver
- Timer2: 8-Bit Timer/Counter with 8-Bit Period Register, Prescaler and Postscaler
- Enhanced CCP (ECCP) module:
  - Software selectable time bases
  - Auto-shutdown and auto-restart
  - PWM steering
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) with SPI and I<sup>2</sup>C™ with:
  - 7-bit address masking
  - SMBus/PMBus™ compatibility
- Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (EUSART) module:
  - RS-232, RS-485 and LIN compatible
  - Auto-Baud Detect
- Capacitive Sensing (CPS) module (mTouch™):
  - 4 input channels

# PIC12(L)F1840

## Peripheral Features (Continued):

- Data Signal Modulator module:
  - Selectable modulator and carrier sources
- SR Latch:
  - Multiple Set/Reset input options
  - Emulates 555 Timer applications

## PIC12(L)F1840 Family Types

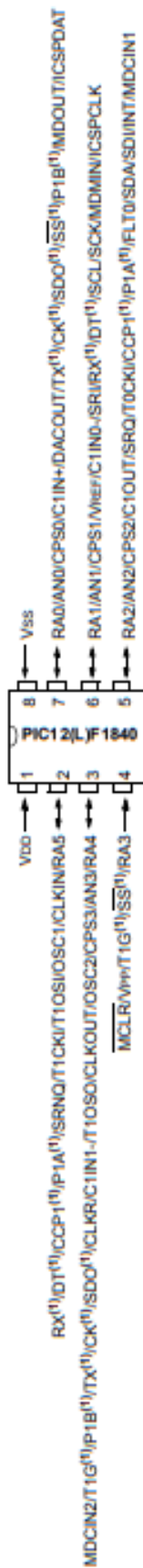
Device	Program Memory	Data Memory		I/O's <sup>(1)</sup>	10-bit ADC (ch)	CapSense (ch)	Comparators	Timers (8/16-bit)	EUSART	MSSP	ECCP (Full-Bridge)	ECCP (Half-Bridge)	SR Latch
	Words	SRAM (bytes)	Data EEPROM (bytes)										
PIC12LF1840	4K	256	256	6	4	4	1	2/1	1	1	—	1	Yes
PIC12F1840	4K	256	256	6	4	4	1	2/1	1	1	—	1	Yes

**Note 1:** One pin is input only.



**FIGURE 1: 8-PIN DIAGRAM FOR PIC12(L)F1840**

PDIP, SOIC, DFN



Note 1: Pin function is selectable via the APFCON register.

**TABLE 1: 8-PIN ALLOCATION TABLE (PIC12(L)F1840)**

I/O	8-Pin PDIP/SOIC/DFN	A/D	Reference	Cap Sense	Comparator	SRLatch	Timers	EC CP	EUSART	MSSP	Interrupt	Modulator	Pull-up	Basic
RA0	7	AN0	DACOUT	CPS0	C1IN+	—	—	P1B(1)	TX(1) CK(1)	SDO(1) SS(1)	IOC	MDOUT	Y	ICSPDAT ICDDAT
RA1	6	AN1	VREF	CPS1	C1IN0-	SRI	—	—	RX(1) DT(1)	SCL SCK	IOC	MDMIN	Y	ICSPCLK ICPCLK
RA2	5	AN2	—	CPS2	C1OUT	SRQ	T0CKI	CCP1(1) P1A(1) FLT0	—	SDA SDI	INT/ IOC	MDCIN1	Y	—
RA3	4	—	—	—	—	—	T1G(1)	—	—	SS(1)	IOC	—	Y	MCLR VPP
RA4	3	AN3	—	CPS3	C1IN1-	—	T1G(1) T1OSO	P1B(1)	TX(1) CK(1)	SDO(1)	IOC	MDCIN2	Y	OSC2 CLKOUT CLKR
RA5	2	—	—	—	—	SRNQ	T1CKI T1OSI	CCP1(1) P1A(1)	RX(1) DT(1)	—	IOC	—	Y	OSC1 CLKIN
VDD	1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	VDD
VSS	8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS

Note 1: Pin function is selectable via the APFCON register.

## ANEXO 7: Instrumentos Utilizados

- a) Osciloscopio Hantek DSO1060



*Fuente: Elaboración Propia*

- b) Fuente de Alimentación TENMA (Laboratory DC Power Supply)



*Fuente: Elaboración Propia*

- c) Multímetro Digital Hyelec



*Fuente: Internet*

## ANEXO 8: Programación en PICc Compiler

```
include <PROGRAMA.h>
#include <math.h>

long Vin[4];
signed long S,C,ST,CT,temp;
int k; // k: frame; index: # sample
int index,i,flag,j;
float factor,Va_max,Vm_fc,Vi;

// Constates usada para medir voltaje.
#define BETA 204.6 // A/D fac. conv. 1023/5
#define GAMMA 0.1031 // Ganancia de Voltaje
#define ALPHA 0.055 // Factor de reducción del transformador

#INT_TIMER1 // Interrupción
void TIMER1_isr(void) {
    set_timer1(32202+50); // Valor de desbordamiento del TIMER1
    output_high(Ti);

    set_adc_channel(2); //Lectura del ADC en el canal
    delay_us(8);
    Vin[index]=read_adc();

    index=index+1;
    if(index==4) // Toma de las 4 muestras
    {
        S=Vin[0]+Vin[1]-Vin[2]-Vin[3]; // Cálculo de SAL
        C=Vin[0]-Vin[1]-Vin[2]+Vin[3]; // Cálculo de CAL
        index=0; // Reset # de Sample
        flag = 1; // Frame completo
        if(k==60) k=0;
```

```

        k=k+1;                                // Incrementa # de frame
    }
    output_low(Ti);
}

void config_mod()
{
    setup_adc_ports(sAN2);
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL|VSS_VDD);
    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1);
    set_timer1(32202+5); //Tm=4.16ms ->Fm=240Hz ... 60Hz

    enable_interrupts(INT_TIMER1);
    enable_interrupts(GLOBAL);

}

void main() {

    config_mod();
    k=0;index=0,i=0,flag=0;
    factor=1.0/(4.0*ALPHA*BETA*GAMMA);
    Vm_fc = sqrt(2)/(4* BETA);    // AD factor de conversion
    while(TRUE){
        if(flag==1){
            ST = S;                //Sal temporal
            CT = C;                //Cal Temporal
            i=k;
            temp=sqrt((float)ST*ST+(float)CT*CT);
            Va_max = temp*Vm_fc; // Va, max at imput of A/D
            Vi=factor*temp;
            x=x_ant+Vi;
            x_ant=x;

```

```

if(i==60)
{
Vi=(x/60.0);
x_ant=0;j=j+1;
printf("%3u %4lu %4lu %4lu %4lu %3.1f
Vrms=%4.1f\r\n",j,Vin[0],Vin[1],Vin[2],Vin[3], Va_max, Vi);
}
flag=0;
}

}

}

//*****

#include <12F1840.h>
#define ADC=10

#FUSES PUT //Power Up Timer
#FUSES NOBROWNOUT //No brownout reset
#FUSES NOIESO //Internal External Switch Over mode disabled
#FUSES NOFCMEN //Fail-safe clock monitor disabled
#FUSES NOSTVREN //Stack full/underflow will not cause reset
#FUSES NOLVP //No low voltage prgming, B3(PIC16) or B5(PIC18) used for
I/O
#fuses NOWDT //No Watch Dog Timer
#fuses INTRC_IO //Internal RC Osc, no CLKOUT
#fuses PLL //4X HW PLL enabled

#use delay(internal=32MHz)
#use FIXED_IO( A_outputs=PIN_A1 )
#define Ti PIN_A1

#use
rs232(baud=38400,parity=N,xmit=PIN_A4,rcv=PIN_A5,bits=8,stream=PORT1)

```